radio fernsehen elektronik

1
1980
VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
JANUARHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Das Farbfernsehsystem PAL

Statischer 1024-Bit-Speicher U 202 D

Neue Reihe: Moderne Stromversorgungstechnik

Probleme der Festkörperelektronik

Aktuelle Informationen über den gegenwärtigen Stand der Halbleitertechnik und die sich abzeichnenden Entwicklungstendenzen. Herausgegeben vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder).

Hier eine Übersicht der lieferbaren sowie in Kürze erscheinenden Bände.

BAND 3: 222 Seiten, 24,– M. Bestell-Nr. 551 725 7

Physikalisch-elektronische Eigenschaften von Halbleiteroberflächen und Grenzschichten und ihre Bestimmung · Die Sperrschichtkapazität von pn-Übergängen mit tiefen Zentren · Über das Wachstum von Halbleiterepitaxieschichten · Metallkontakte an Halbleitern · Die Anwendung radioaktiver Methoden in der Halbleitertechnik I.

BAND 7: 295 Seiten, 30,– M. Bestell-Nr. 552 279 3

Die Elektronenstrahl- und Ionenstrahlmikroanalyse und ihre Anwendung in der Halbleiteranalytik · Beziehungen zwischen Struktur und Eigenschaften glasartiger Halbleiter · Nichtkristalline Halbleiter · Die Anwendung radioaktiver Methoden in der Halbleitertechnik III.

BAND 8: 300 Seiten, 30,– M. Bestell-Nr. 552 371 0

Die Bandstruktur kristalliner Halbleiter · SiO_2-Schichten für Galliumarsenid · Die Sperrschichtkapazität von pn- und Schottkyübergängen mit tiefen Zentren I · Möglichkeiten und Besonderheiten der Ionenimplantation · Der Gunn-Effekt. Neuere Entwicklung und Stand der Anwendung · Grundlagen und Anwendungen der Oberflächen-Akustoelektronik.

BAND 9: 228 Seiten, 24,– M. Bestell-Nr. 552 484 4

Ladungstransfer-Bauelemente I · Klassische Size-Effekte in Halbleitern · Schwankungserscheinungen in isolatorbedeckten Halbleiteroberflächen · Siliziumforschung unter dem Aspekt der Bauelementeproduktion.

BAND 10: 176 Seiten, 20,– M. Bestell-Nr. 552 624 1

Optoelektronik. Umfang, Stand und Tendenzen ihrer Entwicklung · Halbleiter mit schmaler verbotener Zone · CCD-Strukturen in der Optoelektronik · Bildaufnahmeröhren mit Si-Dioden-Target · Die Vorteile des Systems $GaAs_{1-x}p_x$ für die Fertigung rotleuchtender Lichtemitterdioden · Diagnostische Methoden bei der Fertigung von lichtemittierenden Dioden auf der Basis von $GaAs_{1-x}p_x$.

BAND 11: Etwa 220 Seiten, 24,– M. Bestell-Nr. 552 728 7.

Erscheint in diesen Tagen.

Entwurf von bipolaren und unipolaren Schaltkreisen · Rechnergestützte Analyse nichtlinearer Schaltungen mit dem Programmiersystem STADYNET-2 · Analoge integrierte Schaltkreise · Die I^2L-Technik · Integrierte Schaltungen in Silicon-Gate-Technik. Technologie und Kennwerteinstellung · Trockenätzen von Substratoberflächen bei der Herstellung integrierter Schaltkreise · Automatische Montage von Halbleiterchips unter Verwendung flexibler Zwischenträger · Probleme des Einsatzes von Mikroprozessoren.

Jeder Band broschiert, mit vielen Bildern. Auslieferung durch den Buchhandel.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

In diesem Heft

Im Aufnahmeraum des neuen, für die Olympischen Spiele 1980 erbauten Rundfunk- und Fernsehzentrums in Moskau werden die weiterentwickelten Aufzeichnungsgeräte Kadr 3-PM eingesetzt
Foto: W. E. Schlegel

Die goldenen Achtziger? 7

Zur perspektivischen Entwicklung elektronischer Konsumgüter 8

Abriebeigenschaften und Lebensdauer von Kassetten-Magnetköpfen 10

Das Farbfernsehsystem PAL, Teil 1 14

Lochbandgesteuerter Verdrahtungsprüfautomat 16

Transistorisierter Ultraschallsender für die Hydroortung 19

Statischer 1024-Bit-Speicher U 202 D 21

Mikrorechner in der Vermittlungstechnik 23

MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 1 27

Sachwörterverzeichnis der rfe-Nachrichten und rfe-Kurzberichte 1979 31

Übersicht der Servicehinweise 1979 35

FÜR DEN SERVICE 37

Meßschaltung zur Ermittlung des echten Effektivwertes 39

Impulszähler für zwei Quellen 42

Zwischenspeicher für mehrstellige Ziffernanzeigen 44

Netzunabhängiger Sinusgenerator für 10 Hz...1 MHz 46

Leistungsendstufen mit Operationsverstärkern 49

Elektronischer Regler mit dem Schaltkreis A 301 D 50

Fotodiodeneffekt bei LED-Bauelementen 52

Wärmestrahlung sichtbar gemacht 53

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Stand & Tendenzen: Technische Systeme der automatischen Sprachverarbeitung
- Quarzwecker Kaliber 64–39
- Stand und Tendenzen: Mechanische frequenzselektive Bauelemente
- Schaltkreise der Sensortechnik
- Analoge Schaltungen hoher Präzision mit Dünnfilm-Widerstandsnetzwerken
- Spannungsgesteuerte Funktionsgeneratoren zur Erzeugung symmetrischer Dreieck- und Rechteckspannungen

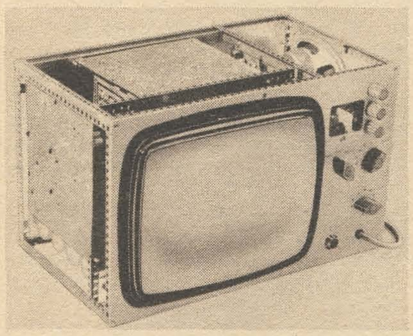
СОДЕРЖАНИЕ		OBSAH		IN THIS ISSUE	
Золотые восьмидесятые годы?	7	Zlatá osmdesátá léta?	7	The golden eighties?	7
К перспективному развитию электронных приборов ширпотреба	8	Perspektivní vývoj výrobků spotřební elektroniky	8	As to the perspective development of electronic consumer goods	8
Абразивные свойства и срок службы кассетных магнитных головок	10	Otěr a životnost hlav kazetových magnetofonů	10	Abrasion properties and lifetime of cassette magnetic heads	10
Система цветного телевидения PAL, ч. 1ая	14	Systém barevné televize PAL, díl prvý	14	The PAL colour television system, part 1	14
Автомат для проверки кабельных соединений, управляемый перфолентой	16	Automat pro zkoušení propojení řízený děrnou páskou	16	Automatic punched tape-controlled wiring tester	16
Ультразвуковой передатчик гидролокации на транзисторах	19	Ultrazvukový generátor s tranzistory pro hydrolokaci	19	Transistorised ultrasonic transmitter for the hydroposition finding	19
Статический 1024-бит-ОЗУ U 202 D	21	U 202 D – statická paměť RAM s kapacitou 1024 bitů	21	Static 1024-bit RAM U 202 D	21
Микро-эвм в коммутационной технике	23	Mikropočítače ve spojovací technice	23	Microcomputers in switching technique	23
Современная техника питания, ч. 1ая	27	Moderní napájecí zdroje 1	27	Modern power supply technique – 1	27
Указатель rfe-известий и кратких rfe-обзоров 1979 г.	31	Seznam krátkých sdělení a zpráv uveřejněných v našem časopise v r. 1979	31	Subject index of the rfe messages and rfe short reports 1979	31
Предметный указатель указаний для сервиса 1979 г.	35	Přehled servisních pokynů r. 1979	35	Survey of the service references 1979	35
Для сервиса	37	Pro servis	37	For the service	37
Измерительная схема для определения истинного эффективного значения	39	Zapojení pro měření prave efektivní hodnoty	39	Measuring circuit for the determination of the real root mean square value	39
Счётчик импульсов для двух источников	42	Čítač impulsů pro dva zdroje	42	Pulse counter for two sources	42
Выборочная промежуточная память для многопозиционного показания цифр	44	Sekvenční paměť pro vícemístné číslicovky	44	Sequential buffer store for multi-digit numerical displays	44
Генератор синусоидальных сигналов 10 гц...1 мгц, незавасящий от сети	46	Generátor sinusových kmitů 10 Hz...1 MHz nezávislý od sítě	46	Mains-independent sinus-wave generator for 10 Hz...1 MHz	46
Оконечные каскады мощности на основе операционных усилителей	49	Výkonové koncové stupně s operačními zesilovači	49	Power output stages with operational amplifiers	49
Электронный регулятор со схемой A 301 D	50	Elektronický regulátor s integrovaným obvodem A 301 D	50	Electronic controller with the switching circuit A 301 D	50
Фотодиодный эффект у LED-элементов	52	Fotodiodový jev u luminiscenčních součástek	52	Photodiode effect with LED components	52
Видеоиндикатор теплого излучения	53	Zviditelnění tepelného záření	53	Thermal radiation rendered visible	53

Zu unserem Titelbild

Das neue Moskauer Rundfunk- und Fernsehzentrum, das anläßlich der Olympischen Spiele 1980 errichtet wurde, ist so beschaffen, daß es möglich sein wird, sämtliche zur gleichen Zeit stattfindenden Kämpfe zu übertragen. Die jeweilige sich dafür interessierende Fernsehgesellschaft kann sich aus dem Programmangebot das sie Interessierende aussuchen. Auf jeder Sportanlage wird ein Kommentatorplatz eingerichtet, der die Bildinformationen für das Fernsehzentrum liefert. Von dort aus können 60 TV-Kanäle gleichzeitig übertragen werden. Innerhalb des Gebäudes stehen 21 Fernsehstudios und 70 Rundfunkstudios zur Verfügung.
Im Jahre 1976 wurde mit den Bauten für die Olympiade begonnen. Das Hauptgebäude des Rundfunk- und Fernsehzentrums wurde 1979 fertiggestellt, parallel zum Bau wurden die Studios eingerichtet und die technischen Anlagen aufgestellt und eingemessen.
Die technische Ausstattung berücksichtigt bereits die Forderungen, die bis zum Jahre 1990 an dieses Fernsehzentrum gestellt werden müssen. Danach läßt es sich problemlos auf modernere Anlagen umrüsten. Die Reserven, die eingeplant wurden, ermöglichen beispielsweise, 20 Programme gleichzeitig zu übertragen.

Antennenprüfempfänger

Die PGH Elektronik Markranstädt entwickelte aus ihrem eigenen Bedarf heraus einen TV-Antennenprüfempfänger. Es ist vorgesehen, daß ein Betrieb für Rationalisierungsmittel diesen Prüfempfänger fertigt. Basisgerät des Prüfempfängers ist der Fernsehkofferempfänger Combivision. Besonderer Wert wurde auf einfache und schnelle Bedienung gelegt. Das Gerät besitzt eine digitale Anzeige des Meßwertes. Meßbereichsumrechnungen und kanalbezogene Korrekturen sind nicht erforderlich. Ungünstige Meßbereichswahl wird durch Lumineszenzdioden als Meßbereichsunter- oder Meßbereichsüberschreitung signalisiert. In diesen Fällen wird die Anzeige dunkelgetastet. Das Gerät ist z. Z. mit einem zwölfteiligen Festsenderspeicher ausgerüstet. Eine Erweiterung ist möglich. Die Bedienung beschränkt sich auf die Kanal- und Meßbereichswahl. Weiterhin sind eine Reflexionskontrolle am Zeilenaustastbalken und eine Peilanzeige durch eine variable Tonfrequenz möglich. Das Gerät wird z. Z. noch um eine Farbidentifikationsschaltung erweitert.



Die PGH Elektronik Markranstädt, 7153 Markranstädt, Lützener Str. 20, bittet alle Antennenbaubetriebe und sonstigen Anwender, ihr ihre Vorstellungen und Anforderungen an ein derartiges Gerät mitzuteilen. Sie wird diese Wünsche nach Möglichkeit berücksichtigen. Besonderes Interesse gilt den erforderlichen Kanälen in den verschiedenen Bezirken der Republik.
Die PGH weist ausdrücklich darauf hin, daß keine Bestellungen entgegengenommen und keine technischen Unterlagen versandt werden.

Technische Daten

Bildröhre	B 31 G 1
Stromversorgung	220 V~
Empfangsbereich	z. Z. 12 Kanäle aus Band I, III, IV oder V
Anzeige	digital, ohne Meßbereichsumrechnung und Kanalkorrektur
Meßbereich	20...125 dB/μV
Reflexionskontrolle	durch Sichtbarmachen des Horizontalaustastbalkens
Peilanzeige	durch variable Tonfrequenz
Abmessungen in mm	440 × 280 × 270
Masse	≈ 14 kg

Wir danken unseren Lesern, Autoren und allen anderen Mitarbeitern für ihr Interesse und ihre Mitarbeit an unserer Zeitschrift im vergangenen Jahr und wünschen allen für

1980

Zufriedenheit und alles Gute für das persönliche Wohlergehen. Ihre Redaktion rfe

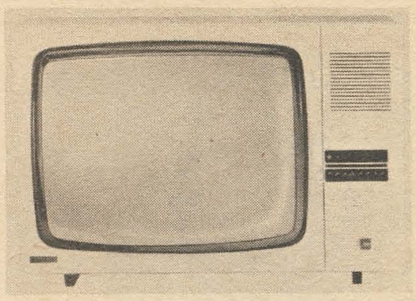
Neu im Handel

Farbfernsehempfänger Chromalux 2063

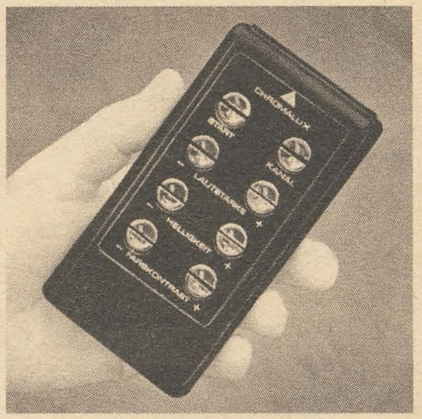
Mit dem Chromalux 2063 wird die Gerätereihe des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt um einen Empfänger mit Ultraschallfernbedienung erweitert. Über diese Fernbedienung, die mit einer Batterie 6 F 22 bestückt ist, lassen sich folgende Bedienfunktionen realisieren:

- Farbkontrast
- Lautstärke
- Helligkeit
- Starttaste zum Inbetriebsetzen des Gerätes bei vorher gedrückter Bereitschaftstaste
- Kanalwähler.

Durch den Kanalwähler werden die vorhandenen acht Senderspeicher hintereinander durchprogrammiert. Die Senderwahl kann auch über die am Gerät befindlichen sechs Sensortasten erfolgen. Ebenso ist eine Sensorbedienung am Gerät für die Funktionen Helligkeit, Lautstärke und Farbe vorhanden.



Farbfernsehempfänger Chromalux 2063

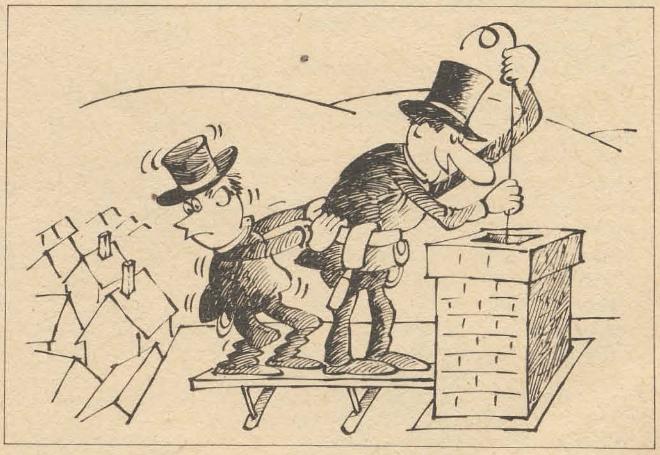


Ultraschallfernbedienung für den Chromalux 2063

Der Chromalux 2063 hat acht Automatikfunktionen, Zeilenfangautomatik, Bildgrößenstabilisierung, AFC, AGC, Hochspannungsstabilisierung, Strahlstrombegrenzung, Entmagnetisierungsschaltung, Systemumschaltung PAL/SECAM. Weiterhin verfügt er über Anschlüsse für TB (Aufnahme) und Fernhörer. Der Innenlautsprecher ist abschaltbar.

Technische Daten

Netzspannung	~ 220 V Wechselspannung
Leistungsaufnahme	≈ 160 W (5 W bei Bereitschaft)
Bildröhre	61 cm, 90°
Bestückung	13 IS, 102 Transistoren, 117 Dioden, 1 Quarz
Fernbedienung	15 Transistoren, 11 Dioden
Abmessungen in mm	750 × 520 × 520
Masse	≈ 48 kg



Höhenempfindlichkeit
Zeichnung: Moese

Quarz-Herrenarmbanduhr Kaliber 22-01

Die Quarz-Herrenarmbanduhr Kaliber 22-01 aus dem VEB Uhrenwerke Ruhla ist eine vollelektronische Uhr mit einem Quarz der Nennfrequenz 32,768 kHz, einem Schaltkreis in CMOS-Technologie, einer beleuchtbaren digitalen Flüssigkristallanzeige und einer Silberoxid-Zink-Knopfbatterie der Nennspannung 1,55 V.

Das Kaliber 22-01 ist für 24-Stundenanzeige ausgelegt. Der Quarzoszillator hat eine geringe Gangabweichung von ± 10 s Monat bei Normaltemperatur.

Die Uhr hat drei Hauptbetriebsarten:
- Zeiteinstellbetrieb
- normaler Zeitanzeigebetrieb
- Stoppuhrbetrieb.

Der Zeiteinstellbetrieb umfaßt folgende Einstellschritte:
- Grundeinstellung „1200 oo Sonntag"
- Jahr (Anzahl der Jahre nach dem letzten Schaltjahr) und Monat
- Wochentag
- Datum
- Stunde
- Minute bei Nullstellung der Sekunde
- Übertragung der gesamten Einstellinformation in die Anzeige
- Ingangsetzen der Zeitmessung nach Erhalt des Zeitzeichens.

Der normale Zeitanzeigebetrieb liefert je nach Abruf folgende Hauptinformationen:
- die ständige Information der laufenden Zeit über Stunde, Minute, Sekunde, Wochentag
- eine 1 s lange Information über Monat, Datum und Wochentag, gefolgt von der wiederholten ständigen Information wie vorher
- die ständige Information über die Anzahl der abgelaufenen Jahre nach dem letzten Schaltjahr und den Monat.

Beim Stoppuhrbetrieb gibt es die zwei Unterbetriebsarten „Split" (Zwischenzeitmessung) und „Additionsbetrieb" (Effektivzeitmessung). Der Stoppuhrbetrieb ermöglicht je nach Abruf folgende Informationen:
- die ständige Information über die Stunde, Minute und Sekunde
- im Wechsel von 1 s die Information über die Stunde, Minute und Sekunde, gefolgt von der Information über die Sekunde und die Hundertstel Sekunden.

Die Anzeige (siehe Bild) umfaßt
- maximal sechs Ziffern zur Darstellung von Stunde, Minute, Sekunde, Hundertstel Sekunden, Datum, Jahr
- einen Punkt zur besseren Unterscheidung der Ziffern
- eine obere Zeile mit den Symbolen der Wochentage
- eine untere Zeile mit den Symbolen der Betriebs-, Anzeige- oder Einstellart
- einen oder mehrere Pfeile, die auf das Symbol des jeweiligen Wochentags bzw. auf die Symbole der Betriebs-, Anzeige- oder Einstellart gerichtet sind.

Technische Daten

Quarzfrequenz	32,768 kHz
Anzeige	6-Ziffern-Feldeffekt-Flüssigkristallanzeige
Uhrenschaltkreis	CMOS-LSI
Batterie	UCC 393 1,55 V, 75 mAh
Anzeigebeleuchtung	Miniaturglühlampe
Gangabweichung	± 10 s Monat bei Normaltemperatur
Nennspannung	1,5 V
Stromverbrauch	3 μA (typ.) nur Uhrwerk 10 mA (max.) mit Beleuchtung
Betriebstemperaturbereich	−10...+55 °C (Elektronik) 0...+55 °C (Anzeigeteil)

Quarz-Herrenarmbanduhr Kaliber 28-40 mit analoger Anzeige

Die Entwicklung elektronischer Armbanduhren tendiert zur Quarzuhr auch mit analoger Anzeige. Die Quarz-Herrenarmbanduhr Kaliber 28-40 mit analoger Anzeige vom VEB Uhrenwerke Ruhla wird bereits seit einiger Zeit im Handel angeboten; sie besteht im Prinzip aus folgenden Baugruppen
- dem Quarzkristall mit Gehäuse
- dem elektronischen System (integrierten Schaltkreis)
- dem Schrittmotor
- dem mechanischen Werk.

Zeitbasis der Uhr ist ein Schwingquarz mit einer Frequenz von 32 768 Hz.

Der Schwingquarz wird durch eine Oszillatorschaltung zum Schwingen angeregt. Diese ist in einer integrierten Schaltung enthalten, die zusätzlich aus einem 16stufigen Frequenzteiler und einer Motortreiberschaltung besteht. Die Quarzfrequenz wird durch die Teilerschaltung so untersetzt, daß ein dem Schaltkreis nachgesetzter Schrittmotor Sekundenschritte ausführt. Der Abgleich der Uhr auf maximale Genauigkeit erfolgt durch einen Trimmer. Vom Schrittmotor wird der elektrische Impuls in einen mechanischen umgewandelt und bis zum Zeigerwerk übertragen.

Das Zeigerwerk betätigt zusätzlich den Datummechanismus. Die Datumanzeige wechselt automatisch einmal alle 24 Stunden. Eine Datumkorrektur von Hand ist möglich, indem man die Krone im herausgezogenen Zustand so lange vor- oder rückwärts dreht, bis das gewünschte Datum im Fenster erscheint. Dabei ist auf die Unterscheidung von Vor- und Nachmittagszeit zu achten. Als Energiequelle dient eine Batterie vom Typ WS 14 oder 10 L 14, die eine Gangzeit der Uhr von mindestens einem Jahr garantiert.

Technische Daten

Quarzfrequenz	32 768 Hz
Schaltfrequenz	1 Schritt/s
Antrieb	Schrittmotor mit definierter Drehrichtung
Nennspannung	1,5 V
Stromverbrauch	≈ 12 μA
Werkdurchmesser	32,5 mm
Werkhöhe einschl. Datum	7,6 mm
Zeigerwerk	mit Zentralsekunde
mittlere Gangabweichung	nach TGL 2 Sekunden in 3 Tagen, bezogen auf 22 °C. Bei diesem Wert handelt es sich um einen Grenzwert, die meisten Uhren erreichen bessere Ergebnisse
Stromversorgung	Silberoxidzelle WS 14 oder 10 L 14
Gangdauer je Zelle	mindestens 1 Jahr

ASMW – Mitglied der IEC

Die IEC ist eine 1904 gegründete nichtstaatliche internationale Standardisierungsorganisation auf dem Gebiet der Elektrotechnik. Aufgabe der IEC ist es u. a., die internationale Zusammenarbeit in allen Fragen der Standardisierung und sich daraus ergebender Probleme im Bereich der Elektrotechnik und Elektronik zu fördern. Seit März 1979 ist das Amt für Standardisierung, Meßwesen und Warenprüfung Mitglied der IEC. Der Präsident des ASMW beruft den Vertreter der DDR und zu dessen Unterstützung das Nationalkomitee der DDR in der IEC in Abstimmung mit den Leitern entsprechender staatlicher Organe, die an der Arbeit der IEC teilnehmen. Unter der Leitung des Vertreters der DDR in der IEC arbeitet im ASMW ein Sekretariat des Nationalkomitees.

Seine Aufgaben sind:
- Vorbereitung von Materialien für das Nationalkomitee und für das Auftreten der Delegation der DDR auf den Generalversammlungen
- Vorbereitung von Entscheidungsvorschlägen für den Vertreter der DDR in der IEC im Ergebnis von Beratungen des Nationalkomitees und in Auswertung von Generalversammlungen zur Umsetzung der dort gefaßten Beschlüsse
- Organisation der Abstimmung des Standpunktes der DDR zu grundsätzlichen Fragen der Tätigkeit der IEC mit RGW-Ländern
- Gewährleistung der erforderlichen Arbeitskontakte zum Zentralbüro der IEC und zu den Sekretariaten der Technischen Komitees (TC) und Unterkomitees (SC), in denen die DDR mitarbeitet. Sämtliche Kontakte zu anderen Mitgliedern der IEC bzw. zu den Sekretariaten der Arbeitsorgane der IEC sind über dieses Sekretariat abzuwickeln
- Zuleitung von Materialien an die für die Arbeit in den TC und SC verantwortlichen Zentralen Staatlichen Organen (ZSO). Kontrolle der Einhaltung der Verpflichtungen der DDR aus der Arbeit in der IEC und ihren Arbeitsorganen. Übergabe der in der DDR erarbeiteten Materialien an das Zentralbüro bzw. Sekretariate der TC und SC der IEC
- Vorbereitung der durch die ZSO eingereichten Direktiven zur Teilnahme an Tagungen von TC und SC der IEC zur Zustimmung durch den Vertreter der DDR in der IEC

Die Mitglieder des Nationalkomitees sind verantwortlich für die Organisation, Koordinierung und Kontrolle der Aktivitäten des entsprechenden zentralen Organs, die sich aus dessen Mitarbeit in Arbeitsorganen der IEC ergeben. So ist zum Beispiel im Bereich des Ministeriums Elektrotechnik/Elektronik, das für eine Vielzahl von Technischen Komitees der IEC federführend ist, das Institut für Rationalisierung der Elektrotechnik/Elektronik (IR) für die Anleitung und Kontrolle der Kombinate bei der Planung, Durchführung und Umsetzung der IEC-Arbeit verantwortlich. In den Kombinaten sind unter anderem folgende Aufgaben zu lösen:
- Erarbeitung von Aufgabenvorschlägen für die Arbeitspläne der Arbeitsorgane der IEC und Aufnahme der Aufgaben aus den Arbeitsplänen der Arbeitsorgane der IEC in den Plan Wissenschaft und Technik
- Erarbeitung von Stellungnahmen und Vorschlägen zu IEC-Entwürfen
- Auswertung der Materialien im Sinne der Einflußnahme auf die Entwicklung und Vervollkommnung der Erzeugnisse
- Überführung der mit Zustimmung der DDR bestätigten IEC-Standards in nationale Standards entsprechend den technischen und ökonomischen Erfordernissen
- Entwicklung von Kadern mit hohem politischem, fachlichem und fremdsprachlichem Niveau zur Vertretung der DDR auf Tagungen der Arbeitsorgane der IEC.

In der IEC gibt es keine feste Mitgliedschaft in einem TC oder SC. Jeder Mitgliedskörperschaft steht es frei zu entscheiden, an welchen Themen sie mitarbeiten will.

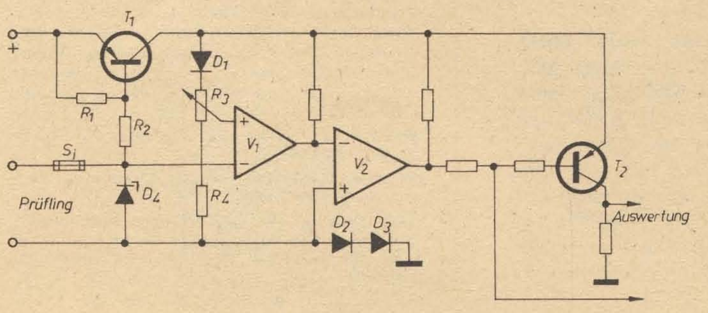
▼ **Projektierung von Automatisierungsanlagen.** In diesem im VEB Verlag Technik erscheinenden Buch entwickeln fünf Autoren unter der Gesamtleitung von Professor R. Müller eine folgerichtige Projektierung von Automatisierungsanlagen. 284 Seiten, 175 Bilder und Tafeln, 24,– Mark.

▼ Unter der Bezeichnung Щ 4314 fertigt das Elektromeßgerätewerk Shitomir (UdSSR) ein **Labor-Digitalmultimeter** für die Messung von Gleich- und Wechselstrom, Gleich- und Wechselspannung sowie Gleichstromwiderstand. Es hat die Bereiche 5 μA...500 mA, 5 mV...500 V, 50 Ω...50 MΩ mit einem Meßfehler von maximal ± 1 %. Der Eingangswiderstand beträgt für Gleichspannung 100 MΩ und für Wechselspannung 1 MΩ. Es wird einmal je Sekunde gemessen. Die maximale Auflösung beträgt bei Spannungsmessungen 10 μV, bei Strommessungen 10 nA und bei Widerstandsmessungen 0,1 Ω. Die Stromversorgung kann von Netz oder Batterie erfolgen.

▼ Eine neue Entwicklungsrichtung in der Stromversorgung von Quarzuhren wurde durch kleine und **leistungsfähige Sonnenzellen** eingeleitet. Damit wird das Auswechseln der bisher eingesetzten Batterien in diesen Uhren überflüssig. Sonnenzellen können bei ausreichenden Lichtverhältnissen die Sekundärzelle (Mini-Akkumulator) laden. Die spektrale Empfindlichkeit der verwendeten Silizium-Fotoelemente liegt zwischen 400 nm und 1 100 nm mit einem Maximum im Infrarotbereich (850 nm). Da auch Glühlampen in diesem Bereich emittieren, sind sie als Energiequelle für die Aufladung gut geeignet. Als Sekundärzellen lassen sich Nickel-Kadmium- und Silberoxid-Zink-Elemente einsetzen.

▼ **MOS-Leistungs-Feldeffekttransistoren für den HF-Bereich** lassen sich mit Hilfe von Molybdän-Gates aufbauen. Die Verlustleistung derartiger Bauelemente liegt in der Größenordnung von 100 W bei einer Spannung zwischen 160 V und 200 V. Das Molybdän-Gate weist einen spezifischen Widerstand auf, der nur 1/10 des Widerstandes bisher aufgebauter Leistungs-MOS-Bauelemente mit Polysilizium-Gate beträgt. Auf diese Weise verringert sich die RC-Zeitkonstante. Die Bandbreite der Bauelemente reicht bis 100 MHz (3-dB-Abfall). n-MOS-Leistungs-Feldeffekttransistoren mit Molybdän-Gates lassen sich einfach parallelschalten und sind für HF-Anwendungen auch im Schaltbetrieb geeignet.

▼ Eine verbesserte **Durchgangsprüfung bei Leiterplatten** ist mit der Schaltung in unserem Bild aus Electronics 52 (1979) H. 13, S. 145, 147, möglich. Übliche Durchgangsprüfer versagen oft, wenn es gilt, ein Bauelement bzw. einen Schaltungsteil mit niedrigem Widerstand hinsichtlich Durchgang oder Kurzschluß zu überprüfen. Wird ein Prüfling mit einem Widerstand von 1 kΩ oder weniger angeschlossen, so schaltet T_1 durch und legt die Betriebsspannung an die Schaltung. Der Komparator V_1 und die Widerstandsbrücke R_2 bis R_4 stellen dann fest, ob der Widerstand zwischen den Eingangsklemmen 1 Ω oder weniger beträgt. Hat der Prüfling einen Widerstand von kleiner als 1 Ω, so wird ein entsprechendes Ausgangssignal zur Anzeige bereitgestellt.



▼ Mit Hilfe einer neuen **Feldemissionselektronenkatode** ist es möglich, einen Elektronenstrahlmustergenerator für Punktgrößen von nur 0,1 μm für eine Direktbelichtung auf Wafern (VLSI-Technologie) aufzubauen. Der Punktdurchmesser der Katode, aus der die Elektronen austreten, ist nur 0,01 μm groß. Über ein Linsensystem wird der Strahl auf seine endgültige Größe gebracht. Die neue Katode (Wolframchip) benötigt keine Heizung und wird in einem Feld von 10 MV/cm eingesetzt. Da alle Elektronen im Strahl die gleiche Energie aufweisen, ist keine chromatische Aberration wie bei herkömmlichen Katoden erforderlich. Weiterhin kann bei dieser Methode das System der Elektronenlinsen vereinfacht werden.

▼ Nunmehr ist es möglich geworden, **Galliumarsenid-Wafer für Feldeffekttransistoren** mit einer dünnen, aktiven Epitaxialschicht auf einem halbleitenden Substrat auf Massenbasis herzustellen. Die Epitaxialschicht wird auf einer Pufferschicht in einem vertikalen Tiegel aufgewachsen, der die Herstellung einer größeren Fertigungsmenge gegenüber herkömmlichen horizontalen Fertigungseinrichtungen ermöglicht. Galliumarsenid weist bekanntlich eine Reihe besserer Eigenschaften als Silizium auf.

▼ Zur Realisierung von **Glas-Metall-Verbunde** ist die direkte Verschmelzbarkeit von Gläsern und Metallen eine entscheidende Voraussetzung. Die Vorteile und Unterschiede in den Werkstoffeigenschaften von Gläsern und Metallen lassen sich in vielerlei Weise sinnvoll kombinieren. So verleiht bei den emaillierten Blechen das Metall dem Verbund die mechanische Festigkeit und das Glas die chemische Resistenz. Bei elektrotechnischen Gehäusen und Einschmelzungen dienen das Metall als Stromleiter und das Glas als Isolator. Beide Werkstoffe gewährleisten Gasdichtigkeit und thermische Beständigkeit. Chrom und Kobalt erhöhen als Legierungsbestandteile des Einschmelzmetalls die Haftfestigkeit gegenüber Glas.

▼ **Polyazetylen** ist ein neuer Plastwerkstoff mit Halbleitereigenschaften. Er besteht aus langen Kettenmolekülen von Atomgruppen, die jeweils ein Atom Kohlenstoff und ein Atom Wasserstoff enthalten. Als Folie hat der Plastwerkstoff das glänzende Aussehen von Metall und erinnert an poliertes Nickel. In den Kettenmolekülen des Polyazetylens liegen die Kohlenstoffatome so dicht beieinander, daß sie Elektronen ihrer Hüllen austauschen können. Wird der Austausch durch Anlegen einer Spannung gerichtet, so entsteht ein Stromfluß, der vorzugsweise in Richtung der Kettenmoleküle geleitet wird. Polyazetylen zeichnet sich dadurch aus, daß seine elektrische Leitfähigkeit durch entsprechende Beimischungen um das enorme Verhältnis von $1:10^{12}$ verändert werden kann. Damit füllt das Material fast den gesamten Bereich zwischen Isolatoren und Metallen aus. Eine Besonderheit ergibt sich weiterhin aus der Tatsache, daß sich dem Polyazetylen (ähnlich wie dem Silizium) erwünschte Halbleitereigenschaften verleihen lassen. Durch eine Dotierung mit Natrium oder Lithium entsteht ein n-Halbleiter, durch eine Dotierung mit Brom oder Jod ein p-Halbleiter. Auf diese Weise läßt sich ein pn-Übergang und damit eine Diode realisieren. Dabei können einerseits p- und n-Folien innig miteinander verbunden oder andererseits Folien von beiden Seiten her in der gewünschten Weise dotiert werden. Das Ergebnis ist ein pn-Übergang, der bei Lichtbeeinflussung eine Spannung abgibt. Man hofft, auf diese Weise relativ billige Sonnenzellen aus Plastfolien herstellen zu können, wobei jedoch noch der Mindestwirkungsgrad von 8 % überschritten werden muß.

▼ Mit dem **Schmitt-Trigger-Schaltkreis K1 TШ 221 Г** lassen sich einige interessante Schaltungen realisieren, wir entnehmen sie Radio H. 12 (1978), S. 30. Bild 1 zeigt ein einfaches Monoflop, das durch positive Impulse am Eingang (1...10 ms; 2...7 V) ausgelöst wird. In Abhängigkeit von C_2 (3 nF...500 μF) werden Haltezeiten von 10 μs...10 s erreicht, die durch R_1 stetig verändert werden können. Der Quarzgenerator von Bild 2 wurde mit Quarzen zwischen 1 und 7 MHz aufgebaut. Die sinusförmige Ausgangsspannung lag zwischen 700 und 100 mV. Bild 3

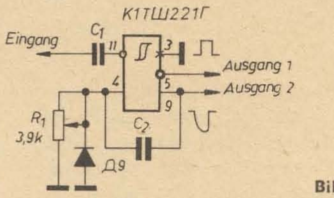


Bild 1

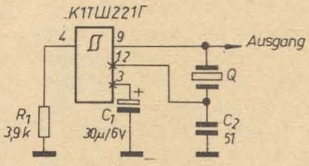


Bild 2

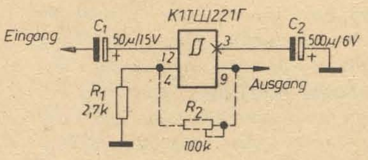


Bild 3 ▼

zeigt einen empfindlichen Vorverstärker mit einer Verstärkung von 150, die bei Hinzuschalten des gestrichelt dargestellten Widerstands R_2 zwischen 30 und 150 einstellbar ist. Die maximale Eingangsspannung ist 5 mV, die 3-dB-Bandbreite beträgt 20 Hz...200 kHz bei 600 Ω Eingangswiderstand.

▼ Ein Fortschritt bei der Realisierung **einer dünnen Katodenstrahlröhre für flache Bildwiedergabeeinrichtungen** (Taschen-Fernsehempfänger oder Projektionsfernsehgeräte) konnte durch eine Versuchsröhre erzielt werden, bei der die Elektronenkanone seitlich links angeordnet ist. Der Elektronenstrahl wird durch ein entsprechendes Ablenkplattensystem nach hinten auf einen Phosphorschirm geführt. Vorn ist die Röhre mit einem transparenten Zinnoxidüberzug abgeschlossen, der gleichzeitig die Fokussierelektrode bildet und durch den der Zuschauer hindurchsieht. Zwischen den zwei Platten (Phosphorschirm und durchsichtige Elektrode) befindet sich ein Vakuum. Die Helligkeit der Röhre soll doppelt so hoch sein wie die herkömmlicher Katodenstrahlröhren, da das eingeschriebene Bild von derselben Seite gesehen wird, von der die Elektronen den Phosphorschirm treffen.

▼ **Mit Hilfe der Ionenimplantation** ist es gelungen, leistungsfähige pnp- und npn-Transistoren zusammen mit Feldeffekttransistoren auf dem gleichen Chip herzustellen. Zur Gewährleistung eines geringen Basiskontaktwiderstandes werden alle Basisgebiete mit dem Emitter der komplementären Gebiete implantiert. Eine derartige Kombination allein mit bipolaren Prozessen ist nicht möglich. Praktisch einsetzbar sind derartig aufgebaute Chips für Operationsverstärker mit geringer Pulsanstiegszeit und für rauscharme Eingangsschaltungen sowie für Digital-Analog-Wandler.

Leserpost

Neulich erlebte ich (oder zumindest kam es mir so vor), daß schwach einfallende Stereo-Rundfunksender einkanalig (*monaural, d. Red.*) klangen. Ich nehme an, daß der Rundfunkempfänger nicht in Ordnung war. Ein mithörender Bekannter bestritt meinen Eindruck und die Richtigkeit meiner Schlußfolgerung. Hat dies etwas mit der Empfindlichkeit des menschlichen Ohres zu tun, was mir wenig wahrscheinlich vorkommt, oder habe ich mich geirrt?

L. Ö., Pirna

Mit der Ohrempfindlichkeit hat dies natürlich nichts zu tun, denn Sie hörten bestimmt mit der gleichen Lautstärke wie sonst. Trotzdem stimmt Ihre Beobachtung wahrscheinlich: Bei bestimmten Stereodekodern erfolgt eine Aufteilung des Multiplexsignals in zwei Stereosignale erst ab einer gewissen Eingangsspannung. Schwächer einfallende Sender werden monaural empfangen. Begründung: Für den gleichen Signal-Rauschabstand ist beim Empfang von Stereosendern etwa die zehnfache Spannung gegenüber dem Empfang eines „Mono"-Senders notwendig. Der Stereodekoder sorgt gewissermaßen dafür, daß nur „stereowürdige" Sender stereofon empfangen werden, schwächer einfallende Sender aber monaural, auch, wenn sie stereofon moduliert sind – das Rauschen ist dann leiser, wenn überhaupt noch hörbar. Das können Sie wahrscheinlich an Ihrem Rundfunkgerät beobachten: Bei Stereoempfang ist das Rauschen stärker als bei Monoempfang. Schuld daran ist die größere Bandbreite des Stereosignals und die Anwesenheit des Pilottones bei Stereosendungen.

*

Von Satelliten wurden in der Vergangenheit Fotografien bzw. Bilder von der Oberfläche des Mondes, der Venus (?) und des Mars übertragen. Nun erfordert doch das Fernsehen eine große Bandbreite, diese wiederum große Sendeleistungen. Dies steht aber im Widerspruch zu den riesigen Entfernungen, über die die Bilder übertragen wurden. Wie läßt sich dies erklären?

M. T., Hainichen

Bisher sind Bilder aus planetaren Entfernungen von Mond, Mars, Venus und Merkur übertragen worden. Bei diesen kosmischen Fernsehübertragungen wurden mechanische Abtastsysteme (Scanner), Speichervidicons und Fotokameras mit nachfolgender Bildabtastung benutzt. Dabei war stets die Bildaufnahmezeit kleiner als die Bildübertragungszeit, so daß die Sendebandbreite klein gehalten werden konnte.
Bei mechanischen Abtastsystemen kann man z. B. durch schnelle Bewegung eines Spiegels in einer Richtung und langsame Bewegung in der dazu senkrechten Richtung Panoramabilder erzeugen. Die Abtastgeschwindigkeit läßt sich so wählen, daß die Bandbreite zur Übertragung im Rahmen der Energiebilanz der Telemetriestrecke optimal genutzt wird, sie ist in allen Übertragungsfällen kleiner als bei konventionellen Fernsehverfahren.
Bei Speichervidicons wird durch kurze Öffnung eines optischen Verschlusses ein Ladungsbild im Speichermosaik eingeschrieben und mit einem Elektronenstrahl langsam abgetastet. Eine weitere Methode – sie wurde von der Sowjetunion für die Gewinnung der ersten Fotos der Rückseite des Mondes benutzt – ist die Aufnahme mit üblicher Filmkamera, die nachfolgende Naßentwicklung des erhaltenen Negativs an Bord und die Abtastung des Negativs mit einem Leuchtpunktabtaster. Hierbei kann die Abtastrate wiederum optimal für die Telemetrie gewählt werden.

*

In einer Bauanleitung, die ich gern nachbauen möchte, wird als Stereodekoder der Typ SN 76 115 (Texas Instruments) verwendet. Welche Änderungen sind notwendig, wenn der vom HFO hergestellte Stereodekoder A 290 D verwendet werden soll?

L. Z., Meißen

Der SN 76 115 und der A 290 D sind „pinäquivalent", d. h., sie haben dieselbe Sockelschaltung. Die Daten sind in Kleinigkeiten etwas unterschiedlich: So darf die Betriebsspannung beim SN 76 115 etwas größer sein als die maximal +15 V des A 290 D. Aber meist dürfte ein direkter Austausch der beiden Schaltkreise ohne weiteres möglich sein.

*

Bei IS gibt ein an die Typenbezeichnung angehängter Buchstabe oft Auskunft über die Art des Gehäuses: DIL, TO-Gehäuse usw. Sind aber die technischen Daten bei allen Varianten der betreffenden IS gleich?

L. Z., Hoyerswerda

Im allgemeinen ja, aber nicht immer. Bei dem bekannten Spannungsregler „723" hat die DIL-14-Ausführung mehr Anschlüsse als die Flat-pack-Ausführung oder das TO-Gehäuse mit jeweils zehn Anschlüssen. Dies nutzt man für die Herausführung einer Z-Spannung von 6,2 V aus – sie ist also nur beim DIL-14-Sockel vorhanden, und zwar an Pin 9. Doch dies ist eine der seltenen Ausnahmen.

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 102 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann
Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18/36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6
Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten
DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečať und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirane
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd: Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 102 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 701 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 102 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · JANUARHEFT 1·1980

Die goldenen Achtziger?

Ein neues Jahrzehnt brach an, die oft beschworenen und viel zitierten achtziger Jahre sind gekommen. Für viele Prognosen und Einschätzungen werden sie zum Prüfstein für deren Ernsthaftigkeit und Gewissenhaftigkeit werden. Was wurde nicht alles vorausgesagt! Goldene Zeiten für die Technik, für deren Entwicklung würden anbrechen, freilich nur, wenn der Zauberstab der Mikroelektronik, die Mikrorechentechnik, dabei kräftig geschwungen werden würde.

Die je Chip integrierten Funktionen sollen immer komplexer werden, man sagte bereits für 1980 10^6 und mehr Funktionen je Chip voraus; das entspräche der Leistungsfähigkeit eines mittleren Kleinrechners der sechziger Jahre. Erreicht werden soll dieses Ziel auf mehreren Wegen: mit Hilfe geringerer Strukturbreiten, größerer Chipflächen und – besonders bei Speichern – völlig neuer Wirkungsprinzipien. Letzteres ist im internationalen Maßstab bereits erreicht worden. Bei der Strukturbreitenreduzierung allerdings sind der Anwendung der gut beherrschbaren Fotolithografie bereits heute physikalische Grenzen gesetzt, erst die neuartige und damit noch nicht zum Standardwissen gehörende Elektronenstrahllithografie wird den Weg zur Höchstintegration (VLSI) bereiten. Eine technologische Voraussetzung dazu dürfte im RGW die Elektronenstrahl-Belichtungsanlage ZBA-10 vom VEB Carl Zeiss Jena sein.

Mit der Vergrößerung der Chipflächen indes wird man auch international etwas zurückhaltender. Bei den immer möglichen Instabilitäten in der Herstellungstechnologie würde die Ausbeute der guten Chips je Wafer drastisch sinken können. Sinnvoll ist ein Verfahren, von dem in letzter Zeit immer häufiger geredet wird: die Scalierung aller Bauelementeparameter. Man versteht darunter ein Verfahren, das an die Normierung von Kurven erinnert. Eine sinnvoll gewählte Konstante zieht sich durch die geometrischen und elektrischen Größen eines Chips und bewirkt überschaubare Verhältnisse bei der Veränderung von Parametern. Erfolge bei der Herstellung höher integrierter Bauelemente mit besseren Eigenschaften als bisher sind also absehbar.

Wie jedoch sieht es mit der Anwendung der Mikroelektronik, unter der wir ja nicht nur die Mikrorechentechnik verstehen wollen, aus? Will ein Produzent beispielsweise sein Erzeugnis, gleich, was es ist, mit hohen und höchsten Gebrauchswerten ausstatten, kommt er heute nicht mehr umhin, komplexe elektronische Schaltungen anzuwenden; deren Vorteile sind hinreichend bekannt. Es ist jedoch wenig erfolgversprechend, dies zu tun, wenn das Finalprodukt dadurch für den Anwender, also für den Kunden, unübersichtlicher, voluminöser, aufwendiger (sowohl hinsichtlich der Stromversorgung als auch des Service) und obendrein noch teurer als die ältere Technik wird – bei gleichbleibenden Grundeigenschaften, versteht sich. Der Käufer wird die wichtigen Vorteile, die sich ihm bieten können, nicht erkennen, da ihm die negativen Veränderungen zu schwerwiegend sind.

Ebenso ist die „Elektronisierung um jeden Preis" ungeeignet, ein Erzeugnis konkurrenzfähig für den Weltmarkt zu machen, da dabei in der Regel keine neuen Eigenschaften erzielt werden können. Grundsätzlich neue Werte wurden aber z. B. mit der Einführung der Mikroprozessortechnik im DDR-Werkzeugmaschinenbau geschaffen [z. B. die numerische Steuerung CNC 600, rfe berichtete im Heft 11 (1979) darüber]. In solchen Fällen sind individuelle Umstellungen gegenüber dem Althergebrachten und Gewohnten (also erforderliche Aneignung neuen Wissens, Preisveränderungen bei weit erhöhter Leistungsfähigkeit, neue Behandlungsvorschriften) natürlich nicht nur erklärlich, sondern auch dringend erforderlich. Das kann allerdings nur so lange gelten, wie es sich wirklich um eine neue Technik handelt; sowie sie bei der eingebauten Elektronik nur den üblichen Stand widerspiegelt und keine neuen Gebrauchswerte aufweist, müssen selbstverständlich andere Maßstäbe angelegt werden.

Hinzu kommt, daß die Anwendung der Elektronik attraktiv für den Kunden sein muß: Er muß bereits vor der praktischen Applikation neuer Prinzipien das nötige Know-how und das entsprechende Vorlaufwissen erhalten. Das wiederum ist Aufgabe der Industrie, die den künftigen Kunden beraten und bereits gewinnen muß, bevor sie ihm neue Verfahren, Geräte oder Bauelemente zur Verfügung stellt. Wenn die Industrie lieferfähig ist, muß der potentielle Kunde bereits informiert und interessiert sein. Dazu bedarf es in erster Linie der Fachzeitschriften, daran sei an dieser Stelle erinnert!

Zur Attraktivität der Elektronik- bzw. der Mikroelektronikanwendung gehört natürlich auch die Lieferbereitschaft, die eine effektive Herstellungstechnologie voraussetzt...

Neben einer zügigen Vorlaufforschung, deren Ergebnisse ebenso zügig den Partnern bekanntgemacht werden müssen, gehört in der heutigen Zeit, in eben den vielberufenen achtziger Jahren, eine w e s e n t l i c h beschleunigte Überführung neuer Erkenntnisse in die Produktion, denn neue Technologien und neues Wissen sind erst dann von Nutzen, wenn sie der Wirtschaft und damit der Gesellschaft unmittelbar dienen, d. h., wenn sie produktionswirksam werden. Von wissenschaftlich-technischem Fortschritt kann, so sagte der Minister für Wissenschaft und Technik, Dr. Herbert Weiz, am 25. 9. 1979 in Frankfurt (Oder), erst dann gesprochen werden, wenn eine neue Technik in die Produktion überführt wurde und wenn dadurch die Produktionskosten gesenkt werden konnten. Bezogen auf die Mikroelektronik, die erwiesenermaßen in alle Bereiche der Wirtschaft vordringt, heißt das, daß auch die Spezialisten anderer Richtungen über neue Funktionsprinzipien unterrichtet werden müssen, b e v o r sie mit ihnen arbeiten. Dem gibt es nichts hinzuzusetzen.

Fazit: Die achtziger Jahre werden so golden sein, wie wir es verstehen werden, neues Wissen wirksam anzuwenden.

Wolfgang E. Schlegel

Zur Entwicklung elektronischer Konsumgüter[1]

Dr. HANS-JÖRG WERRMANN

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Der Industriezweig Rundfunk und Fernsehen steht in Erfüllung der Beschlüsse des IX. Parteitages vor großen Aufgaben bei der Deckung des ständig wachsenden Bedarfs unserer Bevölkerung an modernen, dem Weltstand entsprechenden elektronischen Konsumgütern.

Unsere Erzeugnisse werden wie die aller anderen Industriezweige am internationalen Stand gemessen. Durch Weltstandsvergleiche haben wir uns ständig mit dem Niveau der Geräte führender Länder auseinanderzusetzen und die Ergebnisse in den Pflichtenheften neuer Erzeugnisse umzusetzen.

Beschäftigen wir uns mit der perspektivischen Entwicklung elektronischer Konsumgüter, dann müssen wir das in zwei Schritten tun: Zuerst ist eine Einschätzung internationaler Entwicklungstrends zu geben, und dann ist zu entscheiden, mit welchen Mitteln und Wegen wir dieser perspektivischen Entwicklung gerecht werden und sie zumindest auf ausgewählten Gebieten mitbestimmen wollen.

Die Einschätzung des internationalen Trends ist in diesem Rahmen nur zusammenfassend anhand einiger Thesen möglich:

- Die Verbesserung der technischen Parameter der Signalverarbeitung in den einzelnen Erzeugnisgruppen geht insgesamt kontinuierlich weiter. Dabei werden aber Sättigungserscheinungen bei einer Reihe von Parametern sichtbar, wo physikalische Grenzen erreicht oder so weit angenähert sind, daß weitere Verbesserungen nur mit großem Aufwand möglich wären oder sich nicht mehr sichtbar oder hörbar auswirken, bzw. wo der qualitative Sprung auf der Basis neuer Wirkprinzipien noch nicht erfolgen kann. Beispiele dafür sind die rauschbegrenzte Empfindlichkeit, der Übertragungsbereich, der Klirrfaktor und die Selektionswerte.
- Bei der Gebrauchswertsteigerung der Geräte spielt die Erweiterung des Bedienkomplexes eine entscheidende Rolle. Beispiele sind die digitale Abstimmung der Empfangsgeräte, die digitale Anzeige und Speicherung von Programmen und Einstellwerten, der zunehmende Ersatz mechanischer durch elektronische Bedienfunktionen, die Automatisierung und Programmierung von Abläufen und Steuerfunktionen, die Fernbedienung aller Geräte u. ä. Dabei erfolgt zunehmend eine Übernahme von Prinzipien der kommerziellen und professionellen Technik.

  Man muß aber gleichzeitig feststellen, daß mit der Erweiterung des Bedienkomplexes der Sprung in die neue Qualität einer für den Benutzer vereinfachten Gerätebedienung noch nicht gelungen ist und daß erst nach Wegen in dieser Richtung gesucht wird.
- Diese in ihren Grenzen noch nicht absehbare Entwicklung ist unmittelbar verknüpft mit der Mikroelektronik, d. h. dem Einsatz von Mikroprozessor und Mikrorechner auch in elektronischen Konsumgütern. Dabei muß man hervorheben, daß die Einführung neuer Konzepte insbesondere im Bedienkomplex nur mit abgestimmten „Familien" von IS möglich ist, daß einzelne Schaltkreise nur wenig nützen, am meisten noch in den Signalverarbeitungsbaugruppen. Hier steht vor allem die Zusammenfassung von Funktionsgruppen, d. h. die Erhöhung des Integrationsumfanges zur Einsparung von Bauelementen, Rationalisierung der Fertigung, Verringerung der Leistungsaufnahme und Erhöhung der Zuverlässigkeit, im Vordergrund. Dabei tritt insgesamt bisher noch keine so gravierende Einsparung an Bauelementen auf, da ständig weitere Funktionen – z. B. ermöglicht durch neue IS – in die Geräte eingeführt werden.

  Die IS-Familien des Bedienkomplexes bestehen zunehmend aus LSI- und VLSI-IS, d. h., die Komplexität der Geräte verlagert sich immer mehr von der Signalverarbeitung in den Bereich der Bedien- und Anzeigefunktionen.
- Neben der Erweiterung der Gebrauchseigenschaften ist die Mikroelektronik vorrangig als Mittel zur Rationalisierung der Fertigungsprozesse und der Erhöhung der Zuverlässigkeit einzusetzen.
- Großer Wert wird auf die attraktive Gestaltung der Erzeugnisse gelegt, d. h., es wird ein hoher Stand der Oberflächen- und Verarbeitungstechnologien demonstriert.

Vergleichen wir den eigenen Stand mit den internationalen Entwicklungstendenzen bei Spitzengeräten, so können wir feststellen, daß die wichtigsten Parameter der Signalverarbeitung von unseren Erzeugnissen erreicht werden bzw. erreichbar sind. Im Bereich des Bedienkomplexes sind noch größere Anstrengungen erforderlich, insbesondere zur Sicherung der bauelementeseitigen Voraussetzungen.

Eine Schlußfolgerung unsererseits ist die stärkere Unterstützung des VEB Kombinat Mikroelektronik durch den Industriezweig Rundfunk und Fernsehen selbst, wobei hier besonders die Bildung und der Aufbau des Entwurfszentrums für IS im VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik sowie die Erarbeitung und begonnene Abstimmung der Konzeptionen der IS-Familien für multivalenten Einsatz in verschiedenen Erzeugnisgruppen zu erwähnen sind. Beispiele sind die IS für Infrarotfernbedienung, für die digitale Abstimmung und Anzeige nach aus- und aufbaufähigen Gerätekonzepten mit minimaler Anzahl der benötigten Schaltkreise.

Großer Nachholebedarf besteht durch mangelnde Oberflächen- und andere Finish-Technologien bei der Realisierung attraktiver Gestaltungslösungen.

Im folgenden sollen noch einige markante internationale Entwicklungstrends in den verschiedenen Erzeugnisgruppen aufgezeigt werden.

Bei Farbfernsehempfängern werden Verbesserungen der Tonwiedergabequalität und der zweite Tonkanal eingeführt, der Bildschirm wird zu einem stärkeren Kommunikationsmittel (Übertragung von Zusatzinformationen, Informationseinblendungen, intelligente Bildschirmspiele), die Leistungsaufnahme der Geräte geht weiter zurück.

In Hörrundfunkempfängern ist bei der ständig gesteigerten Ausgangsleistung der Leistungsaufnahme mehr Beachtung zu schenken, da durch den schlechten Wirkungsgrad der Geräte bei den tatsächlich wesentlich geringeren Betriebsausgangsleistungen die Leistungsaufnahme im Normalbetrieb ebenfalls ständig zunimmt. Geeignete neue Prinzipien sind jedoch noch nicht verfügbar.

Die Bedienungsfreundlichkeit vor allem der Spitzengeräte ist mit dem Einsatz der Mikroelektronik zu erhöhen.

Die Übertragung weiterer Programmkennsignale steht zur Diskussion, ebenso die Rauschunterdrückung bei FM-Übertragung zur Qualitätserhöhung und Erweiterung des Empfangsradius eines Senders.

Bei tragbaren Geräten dominieren Radiorecorder, zunehmend in Stereoausführung mit elektronischer Verbreiterung der Basisbreite.

Bei Autoradios setzt sich eindeutig die Kassetten-Autoradio-Kombination durch, zunehmend mit Stereo im Empfänger und Kassettenteil sowie mit immer mehr die Bedienung vereinfachenden und erleichternden Eigenschaften. Zunehmende Bedeutung erlangt der Autoverkehrswarnfunk.

In der Kassettentonbandtechnik dominieren technologisch günstige Laufwerklösungen, hochpräzise Antriebsprinzipien und Verbesserungen bei Bändern und Magnetköpfen; qualitativ neue Wirkprinzipien sind, abgesehen von einer späteren Digitalisierung der Aufzeichnung, nicht abzusehen.

Stark in Bewegung zeigt sich die Videospeichertechnik. Gegenwärtig sind Videokassettengeräte nach verschiedenen, nicht einheitlichen und kompatiblen Systemen mit Spielzeiten bis zu vier Stunden je Kassette auf dem Markt, Geräte mit einer Spieldauer bis zu acht Stunden wurden vorgestellt und angekündigt. Zunehmend enger wird die Verbindung zur Entwicklung elektronischer Farb- und Schwarzweißkameras mit Bildspeicherung auf Magnetband.

Die Videoplattentechnik ist in der Perspektive zu erwarten, ihr Hauptnachteil ist das sofort notwendige, ständig zu erweiternde Programmangebot an bespielten Platten. Aus der multivalenten Nutzung der Entwicklungsergebnisse von Videoplattenspielern für die Wiedergabe von Schallplatten mit

[1] Dieser Vortrag wurde anläßlich der Gründung der Wissenschaftlichen Sektion „Elektronische Konsumgüter" der KDT am 14. Juni 1979 in Berlin gehalten.

digitaler Aufzeichnung deutet sich ein qualitativer Sprung auf der Basis neuer Wirkprinzipien bei den hochwertigen Schallplattenabspielgeräten an, der über längere Zeit hin zu einer Ablösung der bisherigen Schallplatte in dieser Qualitätsklasse führen kann, wobei die neuen Schallplatten nicht mehr kompatibel mit den bisherigen sind.

Welche Wege wird der VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen in den nächsten Jahren also gehen, um der perspektivischen Entwicklung auf dem Gebiet der elektronischen Konsumgüter gerecht zu werden und sie mitbestimmen zu können? Besonders die 8. und 10. Tagung des ZK der SED haben deutlich unterstrichen, daß zur Intensivierung und Rationalisierung der Produktion eine direkte Verflechtung von Forschung und Entwicklung, technologischer Produktionsvorbereitung, Produktionsorganisation und Formgestaltung mehr als bisher notwendig ist. Damit sind die Wege grundsätzlich bereits aufgezeigt:

- Konzentration der Kräfte und Mittel auf solche Aufgaben, die eine hohe Steigerung der Arbeitsproduktivität und Arbeitszeiteinsparung sowie die Sicherung eines vollständigen Erzeugnissortimentes gewährleisten
- Konzentration der Kräfte auf die Steigerung der Exportfähigkeit der Erzeugnisse sowie auf Erzeugnisse mit dem Gütezeichen Q
- Konzentration auf solche Aufgaben, die hohe volkswirtschaftliche Effekte der Material- und Energieökonomie ergeben und Voraussetzungen für Kostensenkung schaffen
- Lösung von Aufgaben zur Erhöhung von Qualität und Zuverlässigkeit der Erzeugnisse.

Aus der Sicht unseres Industriezweiges ergeben sich dafür folgende Ausgangspunkte:

Der Einsatz mikroelektronischer Bauelemente führt u. a. dazu, daß die „innere Verwandtschaft" der Geräte, die gleiche IS enthalten, bezüglich der Schaltungstechnik immer größer wird, da diese IS bereits auf eine optimale Anwenderschaltung orientiert sind und keine Veranlassung oder Möglichkeit besteht, die äußere Schaltung wesentlich zu verändern. Diese Übereinstimmung trifft in zunehmendem Maße auch auf andere, z. B. mechanische und elektromechanische Hauptbaugruppen zu.

Es ist ferner festzustellen, daß der Aufwand an Werkzeugen besonders im Zusammenhang mit der Formgestaltung ständig wächst, wobei die geringsten Produktionsstückzahlen gerade in den oberen Preisklassen auftreten, wo der Aufwand am höchsten ist.

Aus diesen Beispielen ergibt sich einerseits die Möglichkeit und andererseits die volkswirtschaftliche Notwendigkeit eines hohen Wiederholteilgrades in den Bauelementen, Baugruppen, mechanischen Teilen, Gehäuseteilen usw.

Zur maximalen Erhöhung der Effektivität in Forschung und Entwicklung, bei der Überleitung und Fertigung sowie zur optimalen Nutzung der materiellen Möglichkeiten wird daher in allen Erzeugnisgruppen elektronischer Konsumgüter auf die Konzipierung und Entwicklung von Gerätefamilien orientiert. Bereits bei der Vorbereitung neuer Gerätegenerationen in Vorlaufarbeiten sind alle Grundgeräte der Gerätefamilie dieser Generation konzeptionell zu erarbeiten und anschließend in zeitlich abgestimmten Erzeugnisentwicklungen zu realisieren.

Der VEB ZRF Dresden als zentrale Entwicklungsstelle des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen muß in engem Zusammenwirken mit den Final- und Baugruppenproduzenten seine Aufgabe darin sehen, diese Konzeptionen neuer Gerätefamilien zu erarbeiten und die wichtigsten Grundgeräte und Hauptfunktionsgruppen der Familie mit zu entwickeln. Gleichzeitig ist damit der Nachweis zu erbringen, daß mit den Ableitvarianten aus den Grundgeräten das gesamte geforderte Erzeugnissortiment abgedeckt werden kann. Kriterium für eine Gerätefamilie ist die Sicherung eines hohen Wiederholteilgrades sowohl innerhalb der Ableitvarianten eines Grundgerätes als auch in ökonomisch sinnvollem Umfang zwischen den Grundgeräten verschiedener Geräte- und Preisklassen bei Gewährleistung einer hohen Variabilität der Ausstattung und Ausführungsform.

Der Begriff „Familie" wird dabei für die Erzeugnisse innerhalb einer Erzeugnisgruppe verwendet, die durch ihren Wiederholteilgrad eine innere Verwandtschaft aufweisen. Gute Beispiele konzipierter und bereits realisierter oder in der Realisierungsphase befindlicher Gerätefamilien gibt es bei Fernsehempfängern, Stereoheimempfängern, Schallplattenabspielgeräten und Autosupern. Einige dieser Geräte, wie HiFi-Fonoautomat PA 225 und Autosuper A 200, waren Bestandteil des Initiativprogramms zum 30. Jahrestag der DDR.

Der Grundgedanke für die Forschung und Entwicklung unter diesem Aspekt der Familienbildung ist das bewußte Suchen und Entwickeln des Gemeinsamen aller Gerätevarianten, d. h. der elektrischen und mechanischen Schwerpunktbaugruppen. Hinsichtlich der elektrischen Baugruppen führt diese Entwicklung zur Schaffung von Moduln. Daß mit der Modultechnik als Mittel der Rationalisierung des Gesamtprozesses von Forschung und Entwicklung über die Fertigung bis hin zum Service letztlich ökonomische Vorteile zu erreichen sind, wurde bereits in [1] [2] dargelegt. Es geht also nicht um die Entwicklung und Bereitstellung eines Einheits-Modulsystems an sich, sondern um die Entwicklung und den Einsatz der Moduln im Zusammenhang mit den Geräteklassen, auch verschiedener Erzeugnisgruppen, in denen durch die Modultechnik technische und ökonomische Vorteile entstehen. So wurde z. B. eine Gerätefamilie Stereoheimempfänger, bestehend aus Geräten der mittleren, oberen und Spitzenklasse, auf der Basis eines einheitlichen Modulsortimentes konzipiert, das auch in anderen Gerätekomponenten (Tuner, Verstärker) sowie in Kompaktanlagen verwendet werden kann und auch für verschiedene Finalproduzenten vorgesehen ist.

Abschätzungen zeigen, daß z. B. in der Vorlauf- und Entwicklungsphase bei Stereoheimempfängern bis zur Leistungsstufe K2 durch konsequentes Verfolgen des Familiengedankens Entwicklungszeitverkürzungen im VEB ZRF bis etwa 25 % auftreten und in der Familie der HiFi-Schallplattenabspielgeräte, damit sind der HiFi-Fonoautomat PA 225 und seine Ableitgeräte gemeint, Wiederholteilgrade zwischen 70 % und 85 % möglich sind, was hinsichtlich der Werkzeugausnutzung von besonderer Bedeutung ist.

Es ist vor allem eine Frage der Planung und Leitung von Wissenschaft und Technik, diese Vorteile auch in der Überleitung bis hin zur Produktion zu nutzen. Untersuchungen im Kombinat ergaben, daß der Familiengedanke innerhalb eines Betriebes schon recht gut beherrscht wird, daß sich aber Schwierigkeiten zeigen, wenn Erzeugnisse der gleichen Erzeugnisgruppe von verschiedenen Betrieben hergestellt werden oder gleiche Moduln in verschiedenen Erzeugnisgruppen eingesetzt werden sollen.

Die Durchsetzung der Gerätefamilien in allen Erzeugnisgruppen erfordert vor allem Kontinuität und Stabilität im gesamten Prozeß von Wissenschaft und Technik, aber auch ein wesentlich vorausschauenderes Denken der Entwicklungsingenieure, Konstrukteure und Technologen und stellt neue Forderungen an die Fertigungsorganisation, z. B. hinsichtlich der von verschiedenen Finalproduzenten genutzten gleichen Baugruppen. Fehlende Kontinuität und Stabilität beim Durchhalten des Familiengedankens und das Nichtbeherrschen der Baugruppenproduktion erhöhen den Aufwand für jede Entwicklung und jedes Gerät.

Das Problem ist aber noch weit komplizierter, da Forderungen auch in einer anderen Richtung zu stellen sind: Bisher wurde nur die Gliederung innerhalb einer Erzeugnisgruppe betrachtet. Immer mehr setzt sich aber der Trend durch, dem Kunden die Möglichkeit zu geben, qualitätsmäßig einander entsprechende Gerätekomponenten in angepaßter Gestaltung kaufen zu können. Gleichzeitig bietet sich damit die Möglichkeit, über die Erzeugnisgruppen hinweg zur multivalenten Nutzung von Werkzeugen zu gelangen.

Durch diese Forderung nach Erhöhung des Wiederholteilgrades auch bei Gestaltungselementen und die Gestaltung von Geräteensembles, d. h. abgestimmte Gestaltung funktionell und gebrauchswertmäßig zusammengehörender Komponenten, werden die Querverbindungen zwischen den Erzeugnisgruppen hergestellt.

Für die Gestaltung derartiger Ensembles sind vorwiegend die Erzeugnisgruppen

- Stereoheimempfänger (einschließlich Trennung in die Komponenten Tuner und Verstärker)
- Schallplattenabspielgeräte
- Kassettentonbandgeräte

von Bedeutung.

Kriterium für die Bildung eines Ensembles ist das Zusammenpassen der Komponenten hinsichtlich der Preis- und Qualitätsklassen, d. h., technische Parameter und Gebrauchseigenschaften müssen das gestalterische Zusammenfassen rechtfertigen. Dabei sollte man bei den Preis- und Qualitätsklassen nur zwischen Spitzenklasse, oberer Klasse und mittlerer Klasse unterscheiden, d. h. nicht streng nach der TGL gliedern, da die Klasseneinteilung nach TGL zwischen den Erzeugnisgruppen nicht einheitlich ist.

In den TGL sind die Parameter gleicher Klassen der verschiedenen Erzeugnisgruppen nicht unbedingt Ausdruck gleicher Wiedergabequalität, sondern oft Ausdruck des technisch realisierbaren Standes.

Weiterhin kann man davon ausgehen, daß sich in unserer grob vorgenommenen Klasseneinteilung die obere und Spitzenklasse weniger in den technischen Parametern als im Bedienkomfort unterscheiden und daß die Stückzahlen besonders in der Spitzenklasse vergleichsweise gering sind. Um dem Käufer die Möglichkeit zu geben, bei gleicher Wiedergabequalität zwischen mehr oder weniger Bedienkomfort wählen zu können, ohne daß die gestalterische Anpassung der Gerätekomponenten darunter leidet, und um gleichzeitig günstigere Stückzahlen für eine effektivere Werkzeugausnutzung zu erhalten, sollte man die obere und Spitzenklasse in nur einem gestalterischen Ensemble berücksichtigen. Auf jeden Fall verwischen sich zwischen diesen beiden Klassen die Grenzen, während die mittlere Geräteklasse mit ihren vergleichsweise hohen Stückzahlen aus ökonomischen Gründen oft eigenständige gestalterische Lösungen anstrebt. Das schließt nicht aus, daß auch zwischen den Ensembles ein Wiederholteilgrad bei der Verwendung von Gestaltungselementen bewußt angestrebt wird.
Variationen auf der Basis der abgestimmten Gestaltung der Einzelkomponenten liegen in der Anordnung der Geräte, sie sollten stapelbar und anstellbar sein.
Es erhebt sich sofort die Frage nach der Einordnung von Kompaktanlagen in diese Systematik. Zweifachkompaktanlagen sollten infolge der möglichen Ergänzung durch die fehlende Komponente grundsätzlich die Gestaltung des Ensembles berücksichtigen. Dreifachkompaktanlagen sind vom Prinzip her eigenständige Lösungen, die aber durch die Variabilität innerhalb der Gerätefamilien möglich sein müssen, d. h., sie verwenden die Baugruppen der Gerätefamilien. Die Eigenständigkeit schließt aber die Verwendung von Gestaltungselementen aus den Ensembles ebenfalls ein.
Die Notwendigkeit der Vorausschau, Langfristigkeit und Kontinuität der Planung der Erzeugnisentwicklungen wird dadurch noch zwingender, da die Entwicklungskoordinierung zwischen den Erzeugnisgruppen wesentlich größere Bedeutung erhält. Komponenten eines Ensembles müssen zeitlich koordiniert übergeleitet werden. Es ist die perspektivische Aufgabe des Industriezweiges Rundfunk und Fernsehen, für diese Gerätefamilien und Ensembles die entsprechenden Geräte zur Verfügung zu stellen, um dem Bedarf der Bevölkerung und des Exports gerecht zu werden. Die Gefahr der beiden möglichen Extreme wird deutlich: Bei zu vielen Geräten geht der Vorteil der Standardisierung und des hohen Wiederholteilgrades weitgehend wieder verloren, es tritt eine Zersplitterung des Sortiments ein. Zu wenige Geräte verhindern eine sortimentsgerechte Bedarfsdeckung.
Die Problematik der Entwicklung von flexiblen, in Gebrauchs- und Bedienfunktionen mit geringstem Zusatzaufwand erweiterungsfähigen Gerätefamilien, die untereinander Ensembles bilden, wurde hier bewußt in den Mittelpunkt gestellt, da wir darin einen Hauptweg zur Erhöhung der Effektivität im Industriezweig sehen und diesen Weg konsequent verfolgen müssen. Daß damit eine Menge von Problemen verbunden ist, beginnend mit Bauelementefragen, soll nur erwähnt werden. Erschwerend wirkt die außerordentliche Vielfalt der dabei zu berücksichtigenden Einflußgrößen. Grundlage für die inhaltlichen Aufgaben sind schonungslose Weltstandsvergleiche und konsequente Pflichtenheftarbeit, da die Konzeptionen der Gerätefamilien und Ensembles tragfähig sein müssen, den Anschluß an den Weltstand herzustellen, bestehende Rückstände abzubauen und in ausgewählten Erzeugnisgruppen das internationale Niveau mitzubestimmen, d. h., mit jeder Neuentwicklung eines Gerätes ist das Gütezeichen „Q" anzustreben.
Der Familien- und Ensemblegedanke ist zweifellos nicht neu und sicher in anderen Industriezweigen bereits mit Erfolg verwirklicht. Auch aus dem Industriezweig Rundfunk und Fernsehen gibt es aus den vergangenen Jahren gute Beispiele, z. B. die Gerätefamilien der SW- und Farbfernsehempfänger sowie die sog. Ziphona-Anstellkombination mit den Komponenten HiFi-Schallplattenabspielgerät Granat electronic und Opal, Verstärker HVS 920 und HSV 921 sowie den Tunern 920, 921. Zur durchgängigen Realisierung gehört aber einerseits ein bestimmter Entwicklungsstand elektronischer Bauelemente und anderer Baugruppen, ein bestimmtes technologisches Niveau und Niveau der Formgestaltung einschließlich ihrer Umsetzung mit fertigungsfreundlichen Gehäuse- und Dekortechnologien, andererseits aber auch die mehrfach betonte Langfristigkeit, Stabilität und vorausschauende wissenschaftlich-technische Arbeit, die bisher vielleicht doch nicht mit der notwendigen Konsequenz gewährleistet war. Insofern ist das Durchhalten des Familien- und Ensemblegedankens noch keinesfalls als gesicherter Weg anzusehen.
Der Gedanke der Entwicklung von Gerätefamilien zieht sich als roter Faden durch die Intensivierungsprogramme des Industriezweiges. Konzeptionen für die einzelnen Erzeugnisgruppen liegen vor oder werden vorbereitet. Die Diskussion und Auseinandersetzung darüber ist im VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen im Gange. Die bisherige Analyse zeigt, daß schrittweise im kommenden Fünfjahrplan abgestimmte Gerätefamilien und -ensembles in allen Preisklassen entwickelt und übergeleitet werden.

Literatur

[1] Blodszun, A.: Wie steht es mit den Moduln? radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 207
[2] Böhme, G.: Modultechnik in Hörrundfunkempfängern. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 208–211

Abriebeigenschaften und Lebensdauer von Kassetten-Magnetköpfen

Dr. CHRISTIAN SCHOLZ

Mitteilung aus dem VEB Goldpfeil Magnetkopfwerk Hartmannsdorf

Der Kassetten-Magnetkopf ist als Präzisionsbauelement eines der wichtigsten Bauteile jedes Kassettenrecorders. Von seiner gleichbleibenden Qualität hängen wesentlich die Übertragungseigenschaften der Geräte ab. Doch während seines Einsatzes unterliegt er einem relativ rauhen Betrieb. Welche Faktoren die Lebensdauer der Kassettenköpfe beeinflussen, davon wird im folgenden berichtet. Darüber hinaus werden dem Benutzer von Kassettengeräten Ratschläge zur zweckmäßigen Reinigung und damit zur Lebensdauerverlängerung gegeben.

Die Arbeitsspaltweiten von Kassetten-Magnetköpfen liegen im allgemeinen noch unter 0,002 mm. Die Kopfspiegelzone wird in den letzten Arbeitsgängen derart fein poliert, daß eine Oberflächenrauhigkeit von $R_t < 2 \cdot 10^{-4}$ mm erreicht wird.
Kassettenköpfe sind im allgemeinen kompakte Bauelemente. Ein Ausfall unmittelbar nach der Fertigstellung eines Loses an Kassettenköpfen wird bereits am Endprüfplatz festgestellt. Herstellungsfehler wie Überschreitung von Spaltweitentoleranzen und damit unzulässiger Höhenverlust, Unterbrechungsfehler u. a. treten damit bei der Gerätemontage erst gar nicht auf. Doch von Anbeginn ihres Einsatzes unterliegen die Kassettenköpfe einem relativ rauhen Betrieb: Das Magnetband, obwohl durch besondere Oberflächenbehandlung (Kalandrierung) möglichst glatt, wirkt auf den Magnetkopfspiegel wie ein Schleifband ein. Um einen innigen Band-Kopf-Kontakt für eine gute Höhenwiedergabe zu erhalten, haben die Kassetten eine Filz-Feder-Kombination zum Erzielen des erforderlichen Bandandruckes. Dieser Andruck schwankt von Kassette zu Kassette. Außerdem treten Unterschiede durch verschiedene Schichtqualitäten einzelner Magnetbandtypen auf. Dies bedingt während des Betriebes, daß sich stets mehr oder weniger Bandstaub abreibt, der sich häufig, begünstigt durch statische Aufladungen am Kopfspiegel, durch erhöhten Verschleiß und/oder „Rattermarken" bemerkbar macht und auf die Wiedergabequalität auswirkt.
So läßt sich für die Kopfausfälle ganz allgemein eine Darstellung nach Bild 1 aufstellen. Hierbei beschreibt der Bereich I bis t_I die Zeit der Kassettenköpfe beim Kopfhersteller. Die Ausfälle werden hier noch während des Fertigungsablaufs aussortiert,

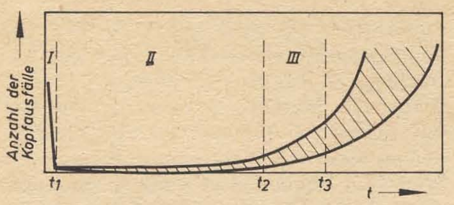


Bild 1: Schematische Darstellung für die Anzahl der Magnetkopfausfälle in Abhängigkeit von der Betriebszeit

t_1 = Zeitpunkt für den Beginn der Betriebszeit
t_2 = Zeitpunkt für die effektive gammaprozentuale Betriebszeit
t_3 = Zeitpunkt für die mittlere Lebensdauer

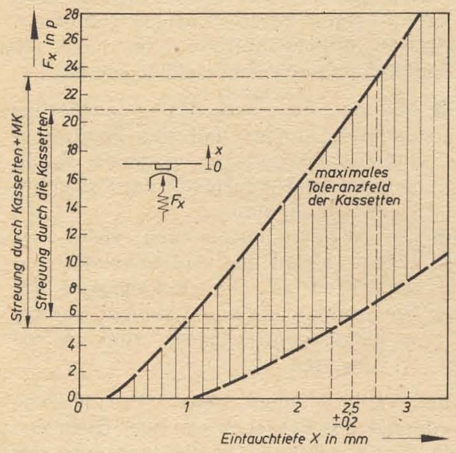


Bild 2: Abhängigkeit der Federkraft von der Eintauchtiefe des Kassettenkopfes in die Kassette

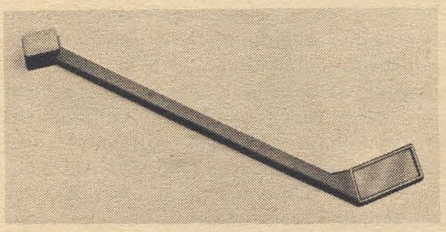
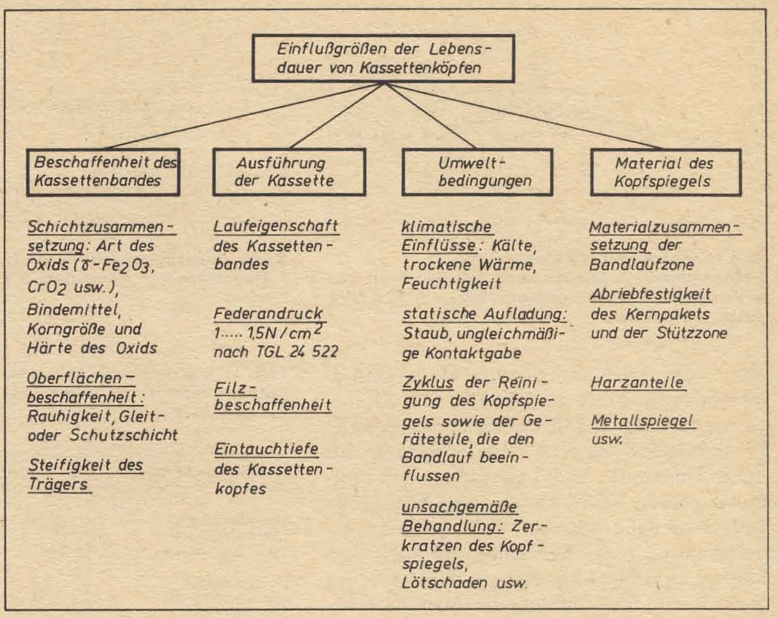


Bild 3: Magnetkopf-Servicestab
Foto: K. Schwarzer

Tafel 1: Einflußgrößen auf die Lebensdauer von Kassettenköpfen



Tafel 2: Kenngrößen der Langlebigkeit und Fehlerfreiheit, die die Zuverlässigkeit der Magnetköpfe beschreiben (nach [2] und [3])

Bezeichnung[1])	Symbol	Definition	Vorgabewerte für Kassettenköpfe
gammaprozentuale Lebensdauer[2])	T_γ $T_{0,9}$	kalendermäßige Existenzdauer, während der das Magnetkopflos mit der vorgegebenen Wahrscheinlichkeit von Gammaprozent den Grenzzustand nicht erreicht	2 Jahre
gammaprozentuale effektive Lebensdauer[2])	$T_{eff\,\gamma}$ $\underline{T_{eff\,0,9}}$	Arbeitsumfang, während dessen das Magnetkopflos mit vorgegebener Wahrscheinlichkeit von Gammaprozent den Grenzzustand nicht erreicht	1 440 h
mittlere Lebensdauer[2])	$\overline{T_k}$	mathematische Erwartung der Lebensdauer nach $\overline{T_k} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} t_i$ N = Anzahl der geprüften Magnetköpfe t_i = Betriebsdauer für den i-ten Magnetkopf	
Gammaprozent	γ	prozentuale Vorgabe für die Lebensdauer, mit deren Wahrscheinlichkeit der Grenzzustand nicht erreicht wird	0,9 (≙ 90 %)
Wahrscheinlichkeit der ausfallfreien Arbeit (Zeit)	$p(\Delta t)$	Wahrscheinlichkeit dafür, daß das zu Beginn der Beanspruchung arbeitsfähige Magnetkopflos in der Zeit von Beanspruchungsbeginn bis zum vorgegebenen Zeitpunkt arbeitsfähig bleibt	

[1]) Magnetköpfe müssen zu den verschleißbedingt ausfallenden Bauelementen gezählt werden, die in ihrem Ausfallverhalten der Normalverteilung folgen (s. Verteilungstyp nach TGL 26 096/05)
[2]) Kenngröße der Langlebigkeit

wobei nach Fertigstellung des Kopfspiegels die Überbandmessung auf dem Endprüfplatz endgültig Aufschluß über die Übertragungsqualität gibt. Bereich I wie auch Bereich II, der die statistisch verteilten Zufallsausfälle wie Drahtriß infolge mechanischer Spannungen im Magnetkopf oder durch Materialfehler verursachte Spaltverbreiterungen erfaßt, sollen hier nicht näher erörtert werden. Vor allem interessant sind die Lebensdauererwartungen, die durch den mechanischen Abrieb des Kopfspiegels durch das Kassettenband bedingt sind. Dieser Abrieb bewirkt das Ansteigen der Kurve im Bereich III und führt schließlich zum verschleißbedingten Ausfall aller Kassettenmagnetköpfe.

Ab wann die Ausfallquote stark zunimmt bzw. wie hoch die Lebensdauer liegt, dafür gibt es eine ganze Reihe von Einflußfaktoren. Sie sind in Tafel 1 zusammengefaßt. Die Aufstellung läßt erkennen, wie kompliziert die Zusammenhänge in Verbindung mit einer exakten Aussage zur Frage der Lebensdauer sein können. Bereits die vielfältig auf dem Markt befindlichen Kassettentypen mit den verschiedensten Beschichtungen machen die Größenordnungen verständlich, die allein beim Vergleich der gemachten Lebensdauerangaben auftreten. Aber auch der relativ große Schwankungsbereich im Kassetten-Federandruck, der z. B. von 100 Stück handelsüblicher Kassetten bestimmt wurde (s. Bild 2), ergibt unterschiedliche Lebensdauerwerte.

Ein besonderes Problem stellt die sachgemäße Reinigung der Kopfspiegelzone dar. Die Wiedergabespannung des Kassettenkopfes hängt exponentiell vom Band-Kopf-Abstand l_a sowie von der Wellenlänge λ ab:

$$U_w \sim \exp\left(-\frac{2\pi l_a}{\lambda}\right) \qquad (1)$$

Das bedeutet, daß bei Bandstaubablagerungen zuerst die kurzen Wellenlängen bzw. die hohen Frequenzen benachteiligt werden (vgl. Bild 9 in [1]). Nach etwa 30...60 Betriebsstunden (je nach dem Grad der Verschmutzung) sollte daher eine Reinigung mit einem weichen Lappen, der bei besonders starker Verschmutzung in reinem Alkohol oder benzolfreiem Spiritus getränkt wird, vorgenommen werden. Auch sogenannte Reinigungskassetten sind einsetzbar, wobei hier allerdings zu einem sehr sparsamen Gebrauch geraten wird, weil jeder Durchlauf einen zusätzlichen Abrieb bringt und vorher in jedem Fall die beschriebene Reinigung zweckmäßig ist. Durch vergleichende Messungen wurde ermittelt, daß der Durchlauf einer Reinigungskassette einer normalen Betriebszeit von 40...60 Stunden entspricht. Zweckmäßig ist auch der Einsatz des sogenannten Servicestabes (Bild 3) vom VEB Goldpfeil Magnetkopfwerk Hartmannsdorf, der an einem Ende einen Spiegel zum Betrachten der Bandlaufzone und am anderen Ende einen Filzeinsatz zum Reinigen hat. *[Wir beschreiben ihn bereits ausführlich im Heft 19/20 (1977) S. 615. D. Red.]*

Allgemeine Kenngrößen der Lebensdauer von Magnetköpfen

Kassettenköpfe sind wie alle Magnetköpfe, die in direktem Kontakt mit dem Magnetband arbeiten, Verschleißteile. Bei der Ermittlung der Ausfälle in Abhängigkeit von der Betriebsdauer zeigt sich, daß bezüglich des Ausfallverhaltens die Normalverteilung vorliegt. Damit sind die Zuverlässigkeitskenngrößen der Langlebigkeit sowie der Wahrscheinlichkeit der ausfallfreien Arbeit entsprechend TGL 26 096/05 zu ermitteln.

Allgemein ist die Lebensdauer definiert als die „kalendermäßige Existenzdauer einer Betrachtungseinheit von der Fertigstellung

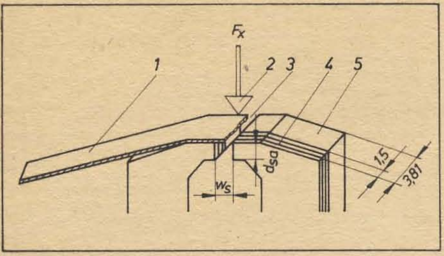


Bild 4: Kopfspiegel mit Magnetband
1 Magnetband, 2 Bandandruck, 3 Arbeitsspalt (Arbeitsspaltweite w_s, Ausgangsspalttiefe d_{sa}), 4 Kernpaket, 5 Stützzone,

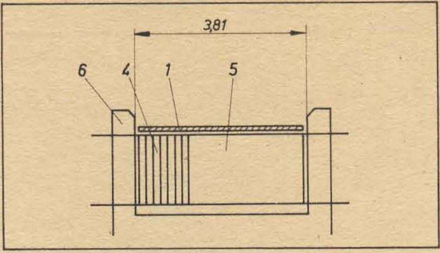


Bild 5: Kopfspiegel mit Magnetband im Schnitt
1 Magnetband, 4 Kernpaket, 5 Stützzone, 6 Bandführung

oder ihrer Erneuerung nach einer Grundinstandsetzung bis zum Eintritt des Grenzzustandes" [2]. Da in der kalendermäßigen Existenzdauer sowohl Betriebsdauer als auch Transport- und Lagerdauer mit enthalten sind, ist weiterhin die Kenngröße „effektive Lebensdauer" definiert als „Arbeitsumfang einer Betrachtungseinheit vom Beginn ihrer Nutzung bis zum Eintreten des Grenzzustandes". Infolge der Ausfälle während der Betriebsdauer wird der Betrachtungseinheit eine prozentuale Vorgabe γ zugemessen, mit deren Wahrscheinlichkeit der Grenzzustand nicht erreicht wird.

Weil eine praxisnahe Lebensdauerprüfung von Kassettenköpfen material- und zeitaufwendig ist, ist für die Prüfung selbst eine Betrachtungseinheit bzw. ein Magnetkopflos in der Stückzahl begrenzt. Bei einer Mindeststückzahl von $N = 10$ bedeutet dies, daß für $\gamma = 90\,\%$ bis zur vorgegebenen gammaprozentualen effektiven Lebensdauer $T_{eff\,0,9}$ nur ein Magnetkopf ausfallen darf.

In der Tafel 2 sind die für Magnetköpfe geltenden Kenngrößen der Langlebigkeit und Fehlerfreiheit zusammengestellt, wobei sich $T_{eff\,0.9}$ aus der gammaprozentualen Lebensdauer von $T_{0,9} = 2$ Jahre ermitteln läßt, indem bei einer angenommenen Betriebsdauer von 2 h je Tag

$$T_{eff\,0\,9} = 2\,\frac{h}{d}\cdot 30\,\frac{d}{Mon}\cdot 12\,\frac{Mon}{a}\cdot 2a \qquad 1440\,h$$

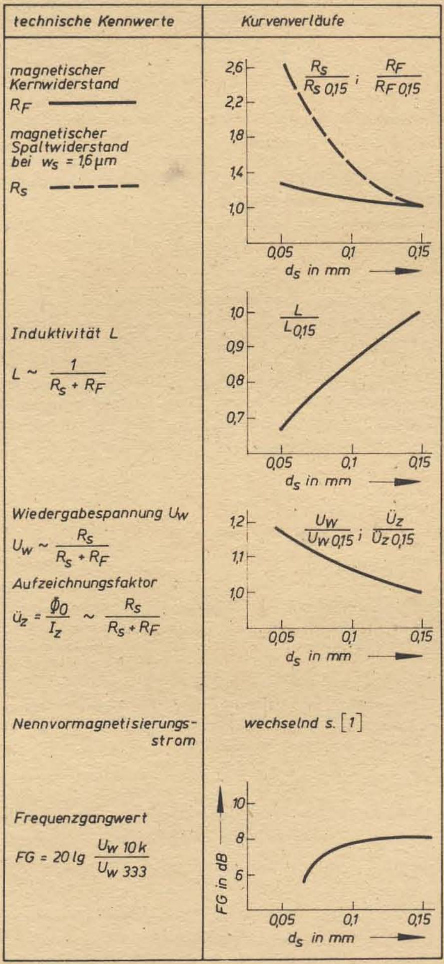
folgen.

Abhängigkeit von der Spalttiefe und Grenzzustand eines Kassettenkopfes

Die Folge des relativ rauhen Kassettenbetriebes ist eine derart starke Belastung für den Kassettenkopf, daß im Laufe der Betriebszeit eine „Furche" in den Kopfspiegel eingegraben wird, die schließlich zum Ausfall der Magnetköpfe führt. Das Tastschnittbild (s. Bild 6), das bei der Abtastung quer zur Transportrichtung des Magnetbandes auf dem Kopfspiegel den mit der Betriebszeit zunehmenden Abrieb zeigt, gibt Auskunft darüber, wie sich das Kernpaket 4 und die danebenliegende sogenannte Stützzone 5 verändern (Bilder 4 und 5).

Von Interesse ist nun die Frage, wann ein Kassettenkopf aus diesem Grunde ausgewechselt werden muß und wie dies festgestellt werden kann. Damit ist die Frage nach dem Grenzzustand eines Kassettenkopfes verbunden. Bislang werden in vielen Fällen die Köpfe mehr oder weniger willkürlich ausgewechselt, entweder viel zu zeitig, wenn Höhenverluste durch beseitigbare Verschmutzung dazu verleiten, oder viel zu spät, wenn die Köpfe vollkommen durchgeschliffen sind und extreme Spaltverbreiterungen die Wiedergabe immer dumpfer werden lassen.

Tafel 3: Übersicht über die prinzipielle Abhängigkeit der technischen Kassettenkopf-Kennwerte von der Spalttiefe



Tafel 4: Abriebwerte vom Kernpaket und von der Stützzone nach einer Betriebszeit von 1 600 Stunden in relativen Einheiten ausgedrückt

Stützzone	unmagnetischer Stahl	Sinterbronze	Formmasse
$\Delta d_{s\,Paket\,rel.}$	7,3	4	1,33
$d_{E\,rel.}$	1	4,65	26

Zunächst sei die Abhängigkeit der Magnetkopfeigenschaften von der Spalttiefe betrachtet. Die Ausgangsspalttiefe d_{sa} (Bild 4) fabrikneuer Metallkern-Kassettenköpfe liegt bei $d_{sa} \approx 0{,}13 \ldots 0{,}15$ mm. Strenggenommen könnte diese Spalttiefe nahezu bis auf den Wert Null abgearbeitet werden, vorausgesetzt, die Arbeitsspaltweite w_s bleibt bis dahin auch konstant und Sättigungserscheinungen treten bei der Aufzeichnung noch nicht störend in Erscheinung. Wegen der entstehenden Zwangsführung, die zu nicht korrigierbaren Schiefstellungs- und Abstandsverlusten führt, ist jedoch bereits vorher die Grenze der Lebensdauer erreicht. Tafel 3 gibt in einer schematischen Übersicht Auskunft darüber, welche charakteristischen Magnetkopfkennwerte durch die Spalttiefenabnahme beeinflußt werden:

- Mit der Zunahme des magnetischen Kernwiderstandes und des Spaltwiderstandes mit geringer werdender Spalttiefe fällt die Induktivität der Kassettenköpfe proportional.
- Die Wiedergabespannung steigt an, ebenso nimmt die Aufzeichnungsempfindlichkeit zu. Die Abhängigkeit des Nennvormagnetisierungsstromes ist nicht so einfach ausrechenbar. Hier sei auf [1] verwiesen.

Die Veränderungen gehen kontinuierlich während des Betriebes vor sich. Doch erst ab einem größeren Spalttiefenabtrag des Kernpakets von etwa 30...40 μm führen die Veränderungen zu merklichen Qualitätsunterschieden. Die genannten Größen sind für die Beurteilung eines Kopfausfalls durch den Abrieb allerdings nicht geeignet. Die Induktivitätsverminderung bleibt bedeutungslos, solange sich die Spalttiefe nicht dem Wert Null nähert. Die Empfindlichkeitssteigerung ist sogar vorteilhaft, also nicht qualitätsmindernd. Bei der Aufzeichnung sollte allerdings nach etwa 200 bis 300 Stunden der Arbeitspunkt neu eingestellt werden. Anders liegen die Verhältnisse beim Wiedergabe-Frequenzgang. Dieser bleibt im allgemeinen zunächst konstant, und erst durch Abstandsverluste z. B. durch die entstehende Zwangsführung infolge des Einschliffs tritt nach einer bestimmten Anzahl von Betriebsstunden ein Abfall auf.

Der Frequenzgang oder besser das Frequenzgangmaß (FG) ist definiert als das Verhältnis der Wiedergabespannung bei der oberen Grenzfrequenz $f_0 = 10$ kHz zur Wiedergabespannung der Frequenz des Bezugspegels $f_b = 333$ Hz:

$$FG = 20 \lg \frac{U_{w\,10\,kHz}}{U_{w\,333\,Hz}} \tag{2}$$

Dabei reagiert die Wiedergabespannung $U_{w\,10\,kHz}$ besonders empfindlich auf Abwei-

Tafel 5: Übersicht der Ergebnisse des Lebensdauertestes von je zehn Kassettenköpfen der Typen 1 bis 4

Kopftyp	Erreichung des Grenzzustands FG-Abfall 3 dB	Erreichung des Grenzzustands Einschliff 80 μm	Zeit bis zum 2. Ausfall $T_{eff\,0.9}$ in h	mittlere Lebensdauer $\overline{T_k}$ in h	gammaprozentuale Lebensdauer $T_{0,9}$ in h	durchschnittlicher Abrieb vom Kernpaket $\Delta d_{s\,Paket}$ t in μm/h	durchschnittlicher Abrieb von Stützzone d_E/t in μm h	Verhältniszahl $\frac{\Delta d_{s\,Paket}}{d_E}$	Wahrscheinlichkeit der ausfallfreien Arbeit $p(\Delta t)$
1	4	6	1 080	1 500	1,5	0,033	0,049	0,67	0,500
2	7	3	1 080	1 743	1,5	0,009	0,027	0,33	0,627
3	1	9	1 440	1 885	2,0	0,003	0,043	0,07	0,774
4	2	8	3 300	3 380	4,5	0,006	0,023	0,27	0,999

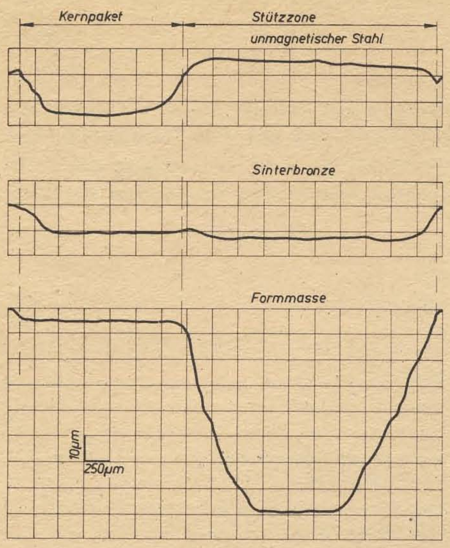
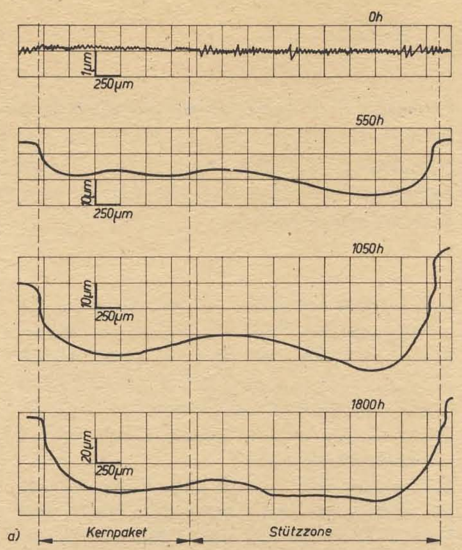


Bild 6: Tastschnitt quer zur Transportrichtung des Magnetbandes nach einer Betriebszeit von 1 600 Stunden



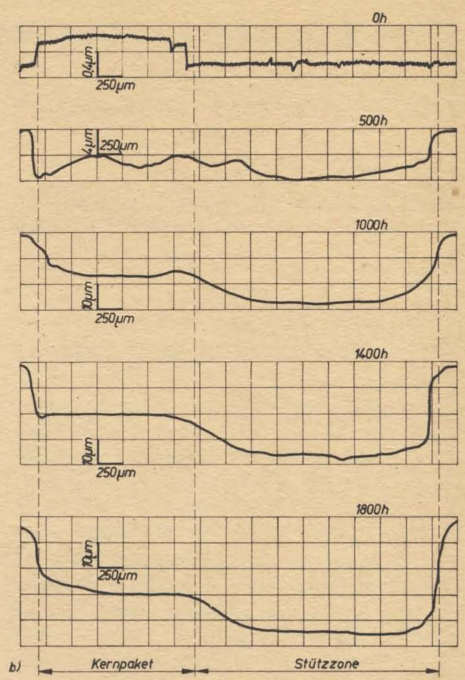
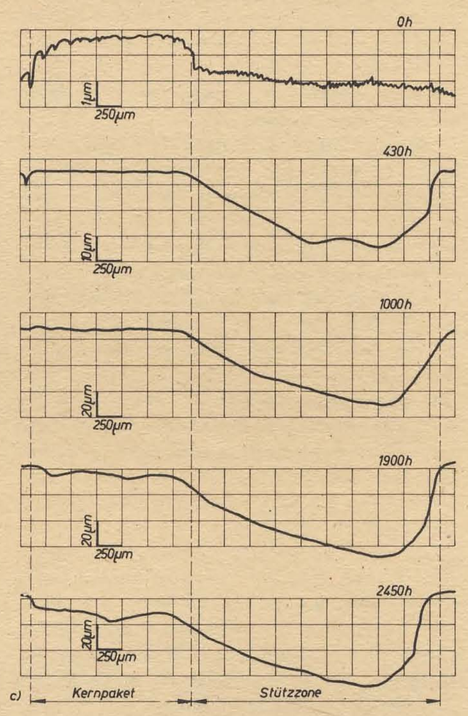
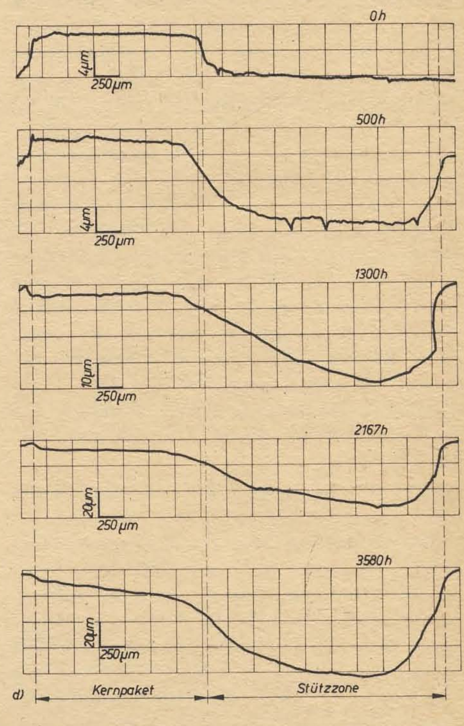


Bild 7: Abrieb der Kopfspiegelzone im Tastschnitt wie Bild 5 mit zunehmender Betriebszeit für die Kassettenkopftypen 1 bis 4. a) Abriebkurven Typ 1; b) Abriebkurven Typ 2; c) Abriebkurven Typ 3; d) Abriebkurven Typ 4





chungen zwischen der Längsmagnetisierung des Magnetbandes und der hierzu senkrechten Stellung des Arbeitsspalts des Kassettenkopfes sowie auf Band-Kopf-Abstandsschwankungen. Aus diesem Grund ist der FG-Wert auch der geeignete Parameter, um festzustellen, wann ein Kassettenkopf ausgewechselt werden muß. Definitionsgemäß sei ein Abfall bis $\Delta FG = 3$ dB gegenüber dem FG-Wert vor dem Einsatz des Kassettenkopfes zugelassen. Dabei ist der Abrieb des ganzen Kopfspiegels zu beachten und nicht nur der des Kernpakets. Damit sei als mechanischer Grenzzustand für den Kassettenkopf eine maximale Einschlifftiefe von $d_E = 80\ \mu m$ über den ganzen Kopfspiegel einschließlich der Stützzone vorgegeben. Sie soll dann Kriterium für einen Ausfall sein, wenn auch zu diesem Zeitpunkt noch kein 3-dB-Abfall nachweisbar ist. Nach [4] ist ein Abtrag des Kernpakets von $\Delta d_{sPaket} = 60\ \mu m$ zulässig.

Abrieb der Bandlaufzone

Aus den Ausführungen geht hervor, daß eine Aussage über den Abrieb an Kassettenköpfen von mehreren Betriebsbedingungen abhängt. Diese sollten bei einem Versuch möglichst dem praktischen Betriebsfall entsprechen. Die Untersuchungen wurden deshalb mit handelsüblichen K-60-low-noise-Eisenoxid-Kassetten vom VEB ORWO Wolfen mit einer maximalen Federkraft von $F_N = 180$ mN sowie auch handelsüblichen Kassettenlaufwerken MR 76 durchgeführt, wobei die Kassetten nach etwa 100 Stunden ausgewechselt wurden. Damit kommt man dem gegenwärtig genutzten Betrieb relativ nahe.

Der Abrieb der Kernpakete hängt nun davon ab, welches Material in der Stützzone eingesetzt ist. Bild 6 zeigt dieses Verhalten für die drei verschiedenen Materialien unmagnetischer Stahl, Sinterbronze und Formmasse. In allen drei Fällen besteht das Kernpaket aus dem gleichen Material. Unmagnetischer Stahl hat die größte Abriebfestigkeit. Das Kernpaket wird stärker belastet und reibt sich deshalb mehr ab. Etwa gleiche Abriebfestigkeit besteht im zweiten Fall zwischen Kernpaket und Sinterbronze. Dies könnte von den drei Fällen der Idealfall sein, wobei eine geringfügig größere Abriebfestigkeit des Kernpaketes gegenüber der Stützzone wegen des dann stets sicheren Kontaktes mit dem Magnetband wünschenswert ist. Eine sehr unterschiedliche Abriebfestigkeit zwischen Kernpaket und Stützzone ist im dritten Fall gegeben. Hier tritt nach 1 600 Stunden ein nur unbedeutender Abrieb vom Kernpaket auf. Die ermittelten Werte sind in Tafel 4 zusammengestellt.

Neben einer solchen allgemeinen Untersuchung ist nun interessant, welche Abriebwerte an den in der Praxis eingesetzten Kassettenköpfen auftreten. An je zehn definierten Exemplaren der Kassettenkopftypen 1 bis 4 wurden die Abriebwerte und FG-Werte nach jeweils 200 Stunden bis zum Ausfall bzw. bis zum Erreichen des Grenzzustandes des letzten Kassettenkopfes bestimmt.

Die Tastschnittbilder 7a bis 7d zeigen den typischen Verlauf des Einschliffs je eines Kassettenkopfes der untersuchten Kopftypen, wie er mit zunehmender Betriebszeit immer ausgeprägter wird. Einen gleichmäßigen, aber bereits nach relativ kurzer Zeit tiefen Einschliff weist der Typ 1 auf. Beim Typ 2 ist der Abrieb niedriger, aber das Kernpaket reibt sich hier schneller ab als beim Typ 4. Kaum einen Abrieb des Kernpakets zeigt der Typ 3, jedoch ist das Verhältnis zum Abrieb der Stützzone sehr hoch. In Tafel 5 sind die Ergebnisse des Lebensdauertestes zusammengefaßt.

Die effektive gammaprozentuale Lebensdauer ist für den Kassettenkopf Typ 4 am höchsten. Wie beim Typ 3 wurde der Grenzzustand durch die Einschlifftiefe erreicht. Der Anteil durch den 3-dB-Abfall ist bei den Kopftypen 1 und 2 höher und begrenzt die Lebensdauer zeitiger. Mit einer Wahrscheinlichkeit der ausfallfreien Arbeit von p (1 500 h — 0) = 0,999 beim Typ 4 wurde mit der Entwicklung dieses Kassettenkopfes eine wesentliche Zuverlässigkeitssteigerung erreicht.

Fortsetzung auf Seite 18

Das Farbfernsehsystem PAL

Teil 1

Dipl.-Ing. GÜNTHER HORNHAUER

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

In diesem Heft beginnen wir mit einer Beitragsfolge, deren Anliegen es ist, vor allem dem Fernsehservicetechniker die Probleme des PAL-Systems und der PAL-Dekodierung verständlich zu machen. Nach einem kurzen historischen Abriß zur Entwicklung des Farbfernsehens wird das NTSC-System so weit behandelt, wie es zum Verständnis des PAL-Systems erforderlich ist.

1. Geschichtliches

In diesem Abschnitt werden neben der chronologischen Entwicklung die in [1] [2] ausführlich beschriebenen grundlegenden Zusammenhänge der Farbfernsehtechnik kurz zusammengefaßt dargelegt. Entsprechend der Dreifarbentheorie von Helmholtz und Young zur Reproduktion von farbigen Bildern hat es bereits in der Anfangszeit der Entwicklung des Fernsehens nicht an Versuchen gefehlt, farbige Bilder zu übertragen. Alle diese Versuche waren jedoch zum Scheitern verurteilt, da sie ein neues Fernsehsystem erforderlich machten oder anderweitige schwerwiegende Nachteile wie z. B. Flimmererscheinungen aufwiesen. Unter Beibehaltung der wesentlichsten Fernsehparameter für das bereits eingeführte Schwarzweißfernsehen sollte vielmehr ein Farbfernsehsystem entwickelt werden, das die Kompatibilitäts- und Rekompatibilitätsforderungen erfüllt, d. h., den Empfang von SW-Sendungen mit Farbfernsehempfängern und umgekehrt den Empfang von Farbsendungen mit SW-Fernsehempfängern ermöglicht. Als Grundlage hierzu müssen die Untersuchungen der amerikanischen Firma RCA betrachtet werden, die unter dem Begriff „Mixed-Highs-Verfahren" bekannt geworden sind. Wegen der fundamentalen Bedeutung dieser Arbeiten soll hier etwas näher darauf eingegangen werden (Bild 1).

Die drei RGB-Signale mit einer Bandbreite von 0...4 MHz werden über Tiefpässe mit einer Grenzfrequenz f_g übertragen (die 4 MHz ergeben sich aus der amerikanischen Schwarzweißnorm). In einer Addierschaltung werden die RGB-Signale addiert und über einen Bandpaß mit f_g...4 MHz übertragen. Danach erfolgt wiederum die Addition mit den bandbreitereduzierten, geschalteten RGB-Signalen. Demnach wird ein für die hochfrequenteren Signalanteile breitbandiges Summensignal und für die farbkennzeichnenden RGB-Signale ein bandbreitenreduziertes, sequentielles Signal übertragen. In der Ausbildung dieses Grundgedankens wurde eine elektronische Umschaltung der RGB-Signale mit 3,6 MHz (punktsequentielle Übertragung) vorgesehen, so daß von einem Schalthilfsträger von 3,6 MHz gesprochen werden kann. Dabei enthält das Signal $(R + G + B)_h$ hauptsächlich Informationen, die die Schärfe des Schwarzweißbildes bestimmen, und die Signale R_t, G_t und B_t tragen hauptsächlich zur Kolorierung bei.

Zur Synchronisation des Umschalters wurde ein Hilfsträger mit bestimmter Phase und Amplitude in der Zeit der H-Austastung gesendet. Wenn dieses System auch nicht zur Perfektion gekommen ist, erlaubte es doch die wesentliche Untersuchung zur Ermittlung der optimalen Bandbreite und die Bestätigung des Prinzips, die Farbinformation schmalbandig übertragen zu können. Dabei wird der von der Schwarzweißfotografie bekannte Effekt, daß die nachträgliche Kolorierung wesentlich unschärfer ausgeführt werden kann, ausgenutzt.

In Auswertung des Mixed-highs-Verfahrens legte Loughlin [3] das Grundkonzept des späteren NTSC-Verfahrens fest. Dabei ging er davon aus, daß in den „Mixed-highs" ein wesentlicher Anteil der Schwarzweißinformation enthalten ist, wenn man diesem die Summe der punktsequentiell übertragenen RGB-Signale R_t, G_t und B_t hinzufügen würde. Natürlich muß dann von der eigentlichen Farbinformation dieser Anteil wieder abgezogen werden. Er stellte sich die Aufgabe, ein Signal zu finden, das optimal dem Schwarzweißsignal und somit vollständig dem Leuchtdichtesignal entspricht. Damit werden die Signale für die Übertragung der Farbart vollständig von der Übertragung der Leuchtdichte befreit, sie dürfen also keinen Beitrag zur Leuchtdichte mehr leisten. Das wurde von Loughlin als „Prinzip konstanter Leuchtdichte" bezeichnet. Diese Farbartinformation, ausgedrückt als Differenz der Farbwertsignale R, G, B und des Signals zur Leuchtdichteübertragung Y, kann nun schmalbandig in Form von Farbdifferenzsignalen mit Hilfe eines Trägers innerhalb des breitbandigen Leuchtdichtesignales übertragen werden.

Für das Leuchtdichtesignal (auch Luminanz-, Y- oder Helligkeitssignal) ergibt sich unter Berücksichtigung farbmetrischer Aspekte, der Hellempfindlichkeitskurve des Auges und der Normierung auf den Wert 1 folgende Beziehung:

$$E_Y' = ,030\,E_R' + 0,59\,E_G' + 0,11\,E_B' \quad (1.1.)$$

Diese mit Anstrich gekennzeichneten Werte weisen darauf hin, daß die gekrümmte Kennlinie der Wiedergabebildröhre durch eine senderseitige Gammakorrektur berücksichtigt wurde.

Die Farbartinformation wird dann durch die drei Farbdifferenzsignale E_R'-E_Y', E_G'-E_Y' und E_B'-E_Y' gebildet. Auf Grund der linearen Verknüpfung durch Gl. (1.1.) ist die Übertragung von zwei Farbdifferenzsignalen (z. B. E_R'-E_Y' und E_B'-E_Y') ausreichend. Nähere Einzelheiten insbesondere zu den Problemen der Verletzung des Prinzips der konstanten Leuchtdichte durch die Gammakorrektur sind in [1] [2] enthalten. Die Anstriche werden der Einfachheit halber im weiteren weggelassen.

Durch Subtraktion des Leuchtdichtesignales von den RGB-Signalen gehen im Gegensatz zum Mixed-highs-Verfahren die Farbdifferenzsignale auch in den negativen Bereich. Die Übertragung der beiden Farbdifferenzsignale erfolgt durch geeignete Modulation eines oder zweier Träger, die wegen der möglichst geringen Sichtbarkeit des Farbträgers im Y-Signal im höheren Frequenzbereich dieses Signales liegen sollten, wobei ein Kompromiß zwischen dieser Sichtbarkeit und der zur übertragenden Bandbreite gefunden werden muß. Alle eingeführten Farbfernsehsysteme unterscheiden sich nur in der Art und Weise der Übertragung dieser Farbdifferenzsignale (FD-Signale).

Bereits Loughlin hat die beim NTSC-System verwendete Zweiphasenmodulation mit unterdrücktem Träger angegeben. Auf diese Problematik wird im Abschnitt 2. genauer eingegangen. Hier sei nur soviel bemerkt, daß bei dieser speziellen Modulation (Quadraturmodulation) die Information über den Farbton in der Phase und die über die Farbsättigung in der Amplitude des Modulationsproduktes enthalten sind.

Dieses Verfahren besitzt den Nachteil, daß Phasenfehler (Farbtonfehler) in Abhängigkeit vom jeweiligen Pegel des Leuchtdichtesignals auftreten können (pegelabhängige Phase), die nicht mehr korrigierbar sind, sondern lediglich im Empfänger durch Verändern der Phasenlage insgesamt ausgemittelt werden können. Dieser Farbtoneinsteller bringt natürlich auch die Gefahr, daß der Empfänger gänzlich falsch eingestellt werden kann, da ein Bezugspunkt fehlt.

Mit der Festlegung der Systemparameter war jedoch nur eines der Probleme gelöst, ein weiteres war die Wiedergabebildröhre. In den ersten Jahren des Laborstadiums der Farbfernsehentwicklung konnte man sich mit drei monochromen Bildröhren (Schwarzweißbildröhren) und der Projektion der Bilder über entsprechende Farbfilter behelfen. Für eine Serienfertigung in hohen Stückzah-

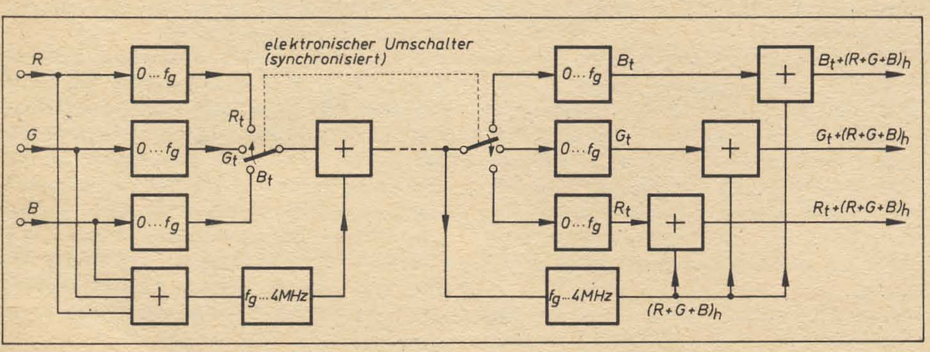


Bild 1: Das „Mixed-highs"-Verfahren

len war dieser Aufwand und die Anforderung an die präzise Montage natürlich nicht gerechtfertigt. Die amerikanische Firma RCA verfolgte den Grundgedanken, die drei Bildröhren in einer Bildröhre zu vereinigen, d. h. in einer 120°-Anordnung drei Elektronenstrahlkanonen anzuordnen, die den Grundfarben Rot, Grün und Blau entsprechen. Durch Anordnung einer Lochmaske (Schattenmaske) vor dem eigentlichen Leuchtschirm wird bei optimaler Einstellung sichergestellt, daß die den drei Grundfarben zugeordneten Strahlsysteme nur auf Phosphorpunkte treffen, die die jeweilige Grundfarbe abstrahlen (s. dazu [1] [2] [4]).
Die Bedeutung dieser Arbeiten verdeutlicht sich wohl am besten darin, daß bis zum heutigen Tag und auch in absehbarer Zukunft die Grundidee bei allen serienmäßig eingesetzten Farbbildröhren erhalten geblieben ist, wenn auch im Verlaufe der letzten Jahre wesentliche Verbesserungen, insbesondere bezüglich des Ablenkwinkels, der Farbreinheit, der Konvergenz und der Lebensdauer, vorgenommen wurden, und auch die Schattenmaske verändert wurde (Übergang von der Lochmaske zur Schlitzmaske).
Mit Lösung der Normfrage und der Bildröhre waren in den USA die Voraussetzungen geschaffen, daß im Jahre 1953 das Farbfernsehen eingeführt werden konnte. In der Anfangsphase brachte das Farbfernsehen in den USA, aber auch in Japan, das das Farbfernsehen (NTSC) im Jahre 1960 offiziell einführte, nicht den erwarteten Erfolg, wofür eine Reihe objektiver Gründe vorlag: gesteigerte Anforderungen an die Übertragungsanlagen, Stabilitätsprobleme beim Empfänger und auch auf der Senderseite, große Abmessungen der Bildöhre (70°-Ablenkung), hohe Preise (zu Beginn 1 000 $), Fehler, die sich aus dem System ergaben (z. B. pegelabhängige Phase) u. a.

In Europa hat es ebenfalls Aktivitäten gegeben, das NTSC-System auf eine Variante der in vielen europäischen Ländern angewendeten Fernsehnormen B u G (5,5 MHz Tonträgerabstand und 50 Hz Halbbildwechsel) zu modifizieren. Intensive Untersuchungen verfolgten das Ziel, neue Systeme zu finden bzw. Änderungen am NTSC-System vorzunehmen, um die systembedingten Nachteile zu beseitigen oder zumindest die Fehler zu kompensieren.
Der erste Weg wurde anfänglich besonders durch Henri de France forciert, der die Farbdifferenzsignale zeilensequentiell übertrug und das fehlende FD-Signal aus der vorhergehenden Zeile durch Speicherung in einer 64 μs (Zeilendauer) verzögernden Ultraschall-Verzögerungsleitung erzeugte. Das führte letztlich zu dem in vielen Ländern eingeführten SECAM-System (in letzter Version als SECAM III opt oder SECAM III b bezeichnet), das z. B. in [1] [2] ausführlich behandelt wurde.
Ein anderer Weg wurde hauptsächlich von Professor Walter Bruch verfolgt. Bereits Loughlin hatte 1952 vor Einführung des NTSC-Systems angegeben, daß durch 180°-Umschaltung einer Komponente sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfangsseite bei der Quadraturmodulation sich eine Mitteilung des Phasenfehlers ergibt. Die Phasenumschaltung erfolgte seinerzeit halbbildweise [5]. Wegen auftretender Flimmereffekte bei Phasenfehlern wurde dieser Weg aber nicht weiter verfolgt.
Dieser Grundgedanke wurde von Bruch wieder aufgegriffen, wobei die Phasenumschaltung zeilensequentiell erfolgt und als wesentliche Neuerung die Integration des Phasenfehlers von Zeile zu Zeile nicht mehr dem Auge überlassen bleibt, sondern in einer besonderen Schaltung unter Verwendung einer 64-μs-Verzögerungsleitung elektrisch kompensiert wird.
Das PAL-System (Phase Alternation Line) wurde 1963 erstmalig international vorgestellt und 1967 in der BRD und weiteren europäischen Ländern eingeführt.
Um das PAL-System grundlegend zu verstehen und die Vorteile gegenüber dem NTSC-System zu erkennen, sind die folgenden Ausführungen zum NTSC-System unerläßlich.

2. NTSC-System

2.1. Quadraturmodulation

Im Abschnitt 1. wurde bereits dargelegt, daß zur Übertragung der Farbart zwei Signale in Form zweier Farbdifferenzsignale erforderlich sind. Im Grunde stehen dafür drei Signale R-Y, B-Y und G-Y zur Verfügung. Warum die Auswahl auf die Signale R-Y und B-Y fällt, ist in [2] ausführlich behandelt und soll hier nicht näher begründet werden. Mit der zusätzlichen Übertragung des Leuchtdichtesignales Y sind dann durch lineare Verknüpfung (Dematrizierung) die Farbwertsignale RGB zu bilden.
Neben der sequentiellen Übertragung der Signale R-Y und B-Y, die hier generell nicht betrachtet werden soll (z. B. SECAM), besteht die Möglichkeit, zwei Träger zu benutzen, die aber beide mit ihrer notwendigen Übertragungsbandbreite (etwa 1 MHz) im Spektrum des Y-Signals (bis 5 MHz) liegen müssen und deren Störungen ein vertretbares Mindestmaß nicht überschreiten dürfen. Diese Forderungen lassen die Anwendung dieser Methode praktisch nicht zu.
Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Amplitude des Farbträgers mit dem einen Signal und die Frequenz mit dem anderen Signal zu modulieren. Dieses Verfahren ist in [6] näher beschrieben, es hat aber auch keine Bedeutung erlangt.
Das Wesen der Modulation des Farbträgers bei NTSC besteht nun darin, daß dieselbe Farbträgerfrequenz benutzt wird, sich die Phasen jedoch um 90° unterscheiden. Die Amplitudenmodulation wird also für beide Signale angewendet, wobei der Träger jeweils unterdrückt wird.
Für die Amplitudenmodulation gilt allgemein

$$F^*_1 = A\,(1 + m_1 \cos\omega_1 t) \cos\Omega t \qquad (2.1.)$$

Darin bedeuten

A	=	Amplitude der unmodulierten Farbträgerschwingung
$\Omega = 2\pi f_T$	=	Frequenz des Farbträgers
$\omega_1 = 2\pi f_1$	=	Frequenz des einen Farbdifferenzsignals (das andere Farbdifferenzsignal wird mit dem Index 2 gekennzeichnet)
m_1	=	Modulationsgrad des einen Farbdifferenzsignals
F_1^*	=	Modulationsprodukt des einen Farbdifferenzsignals

Aus Gl. (2.1) ergibt sich:

$$F_1^* = A \cos\Omega t + A\, m_1 \cos\omega_1 t \cos\Omega t \qquad (2.2.)$$

Dabei stellt der erste Ausdruck den unmodulierten Farbträger dar, der zweite Ausdruck charakterisiert die Seitenbänder. Unter Anwendung der Additionstheoreme kann Gl. (2.2.) wie folgt geschrieben werden:

$$F_1^* = A \cos\Omega t + \underbrace{\frac{m_1}{2} A \cos(\Omega t + \omega_1 t)}_{SB\,1} + \underbrace{\frac{m_1}{2} A \cos(\Omega t - \omega_1 t)}_{SB\,2} \qquad (2.3.)$$

Für die Modulation mit unterdrücktem Träger gilt dann:

$$F_1 = \frac{m_1}{2} A \cos(\Omega t + \omega_1 t) + \frac{m_1}{2} A \cos(\Omega t - \omega_1 t) \qquad (2.4.)$$

Für das zweite Farbdifferenzsignal ergibt sich dann analog unter Berücksichtigung der Phasenverschiebung von 90° folgende Beziehung:

$$F_2^* = A \cos(\Omega t + 90°) + A\, m_2 \cos\omega_2 t \cdot \cos(\Omega t + 90°) = A \sin\Omega t + A\, m_2 \cos\omega_2 t \cdot \sin\Omega t \qquad (2.5.)$$

und weiter

$$F_2^* = A \sin\Omega t + \frac{m_2}{2} A \sin(\Omega t + \omega_2 t) + \frac{m}{2} A \sin(\Omega t - \omega_2 t) \qquad (2.6.)$$

$$F_2 = \frac{m_2}{2} A \sin(\Omega t + \omega_2 t) + \frac{m_2}{2} \sin(\Omega t - \omega_2 t) \qquad (2.7.)$$

Eine andere Schreibweise und Interpretation geht ebenfalls von Gl. (2.2.) aus. Sie berücksichtigt die Tatsache, daß das niederfrequente Modulationssignal in dem einen Fall dem roten Farbdifferenzsignal E_R-E_Y und im anderen Fall dem blauen Farbdifferenzsignal E_B-E_Y entspricht. Unter Berücksichtigung der Phasenverschiebung beider Farbträger um 90° und der Unterdrückung des unmodulierten Farbträgeranteils erhält man dann für die beiden Teilsignale F_1 und F_2 folgende Ausdrücke:

$$F_1 = (E_R\text{-}E_Y) \cos\Omega t \qquad (2.8.)$$

$$F_2 = (E_B\text{-}E_Y) \sin\Omega t \qquad (2.9.)$$

Bild 2:
AM-Modulation mit Träger

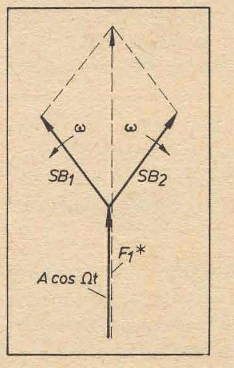


Bild 3:
AM-Modulation mit Trägerunterdrückung

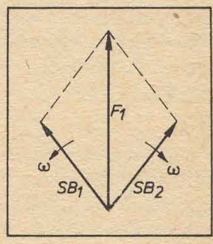
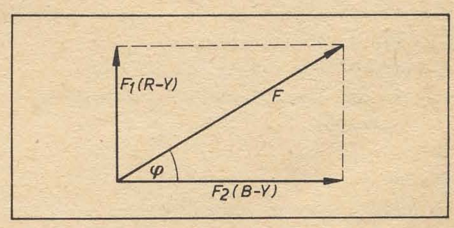


Bild 4:
Zeigerdiagramm bei NTSC ▼



Für das gesamte Farbdifferenzsignal (Chrominanz) kann damit geschrieben werden:

$$F = F_1 + F_2 = (E_R\text{-}E_Y)\cos\Omega t + (E_B\text{-}E_Y)\sin\Omega t \qquad (2.10.)$$

oder für das gesamte Farbsignal

$$M = E_Y + F = E_Y + (E_R\text{-}E_Y)\cos\Omega t + (E_B\text{-}E_Y)\sin\Omega t \qquad (2.11.)$$

Diese Gleichungen sind besonders zur Veranschaulichung mit Hilfe des Zeigerdiagramms geeignet.
Nach Gl. (2.3.) ergibt sich das im Bild 2 dargestellte Zeigerdiagramm; dabei stellt der Ausdruck $A\cos\Omega t$ den Träger mit der Amplitude A dar, um dessen Zeigerspitze sich die beiden Zeiger SB 1 (Seitenband 1) und SB 2 gegensinnig mit der Frequenz des Modulationssignals ω drehen. Bild 3 zeigt die gleichen Verhältnisse für Gl. (2.4.). Man erkennt, daß der resultierende Zeiger F_1 immer in Richtung des ursprünglichen Trägers $\cos\Omega t$ zeigt, wenn beide Seitenbänder vollständig übertragen werden. Die Bilder 2 und 3 sind nun in gleicher Weise auf die Verhältnisse der Gln. (2.5.) bis (2.7.) übertragbar, es muß lediglich beachtet werden, daß beide Träger um 90° versetzt sind.
Ordnet man nun vereinbarungsgemäß dem Signal F_1 das rote Farbdifferenzsignal (R-Y) und F_2 das blaue Farbdifferenzsignal (B-Y) zu, so erhält man die Darstellung im Bild 4.

Der Summenzeiger kann beliebige Beträge und alle Phasenwinkel von 0 bis 360° annehmen, wobei der Betrag natürlich durch die maximalen Farbdifferenzsignalamplituden bestimmt wird. Insgesamt kann die mögliche Fläche als Chrominanzebene bezeichnet werden.

Nachfolgend soll nun das Zeigerdiagramm nach Bild 4 etwas näher betrachtet werden, um zu fundamentalen und wichtigen Erkenntnissen zu gelangen. Zum weiteren Verständnis sei daran erinnert, daß nach den Erkenntnissen der Farbenlehre die Farbart insgesamt eine Information über den Farbton und die Farbsättigung enthält. Die Farbsättigung wird Null, wenn die beiden Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y Null sind und nur noch das Leuchtdichtesignal E_Y übertragen wird. Wird die Farbsättigung erhöht, so vergrößert sich der Anteil der beiden Farbdifferenzsignale im gleichen Verhältnis, wenn sich nur die Farbsättigung ändern soll. Ändert sich das Verhältnis beider Signale, so ist damit zwangsläufig eine Farbtonänderung verbunden. Diese Erkenntnis, auf Bild 4 angewendet, bedeutet:

- Bei Farbsättigungsveränderungen ändern sich die Zeigerlängen von F_1 und F_2 im gleichen Verhältnis und bilden den Betrag von F, ohne den Winkel φ zu verändern.

$$|F| = \sqrt{|F_1|^2 + |F_2|^2} = \sqrt{(E_R\text{-}E_Y)^2 + (E_B\text{-}E_Y)^2} \qquad (2.12.)$$

Die Farbsättigung wird durch den Betrag F bestimmt.

- Bei Farbtonänderungen wird das Verhältnis von F_1 und F_2 verändert, wodurch sich der Winkel φ verändert.

$$\tan\varphi \frac{F_1}{F_2} = \frac{E_R - E_Y}{E_B - E_Y} \qquad (2.13.)$$

Der Farbton wird durch den Phasenwinkel φ bestimmt.

Da sowohl F_1 wie auch F_2 positive und negative Werte annehmen können, wird eine ganze Ebene durch die möglichen zu übertragenden Signalwerte erfaßt, die man auch als Chrominanzebene bezeichnet, s. dazu auch Bild 11. *Wird fortgesetzt*

Literatur

[1] Farbfernsehempfangstechnik (Fortsetzungsreihe). radio fernsehen elektronik 18 (1969) H. 22 bis 19 (1970) H. 6
[2] Schlesier, H.: SECAM-Farbfernsehempfang. Berlin: VEB Verlag Technik 1972
[3] Loughlin, B. D.: Recent improvements in band-shared simultaneous color television systems. Proceedings of IRE 39 (1951 H. 11, S. 1264–1279
[4] Herold, E. W.: Methods suitable for television color kineskopes. Proceedings of IRE 39 (1951) H. 10, S. 1177–1185
[5] Bernath, K. W.: Grundlagen des Farbfernsehens. Bern und Stuttgart: Verlag Hallwag 1968
[6] Mayer, N.: Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis. Berlin-West: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GMBH 1967

Lochbandgesteuerter Verdrahtungsprüfautomat

Dipl.-Ing. VOLKMAR FABIAN,
Dipl.-Ing. GÜNTER HAFRANG und
Dipl.-Ing. JOCHEN HEINKE

Mitteilung aus dem VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Neben allgemeinen Betrachtungen zum Ziel einer Verdrahtungsprüfung wird in diesem Beitrag ein Verdrahtungsprüfautomat beschrieben. Außer den technischen Daten, dem prinzipiellen Aufbau und den Programmierungsgrundsätzen werden die Bedien- und Anzeigemöglichkeiten relativ ausführlich vorgestellt.

Ziel der Verdrahtungsprüfung

Es zeichnet sich in den letzten Jahren ab, daß eine automatische Prüfung von Leiterplatten für die Gesamtprüfung des Gerätes erst dann effektiv wird, wenn vor der Montage der Leiterplatten und Baugruppen in das Gesamtgerät dessen Verdrahtung rationell geprüft wird. Das tritt dann besonders in Erscheinung, wenn eine große Typenvielfalt bei relativ kleinen Stückzahlen das Fertigungsprofil kennzeichnet. Hier wäre das Arbeiten z. B. mit Lötschablonen unrationell.

Deshalb und durch den hohen Verdrahtungsaufwand treten in der Praxis oft Verdrahtungsfehler auf. Folgende Ziele soll somit eine automatische Verdrahtungsprüfung beinhalten:

- Prüfung der Verdrahtung von Geräten, Einschüben und Kabeln bzw. der Schalterfunktionen (Durchgangsprüfung, Isolationsprüfung, Masseschlußprüfung)
- Fehleranzeige
- Fehlerprotokollierung
- sichere Adaptierung des Prüflings
- schnelle Umrüstbarkeit auf andere Prüflingstypen
- kurze Prüfzeit
- kostengünstige Hardware
- einfache Programmierung.

Anwendungsgebiet von Verdrahtungsprüfautomaten

Der Verdrahtungsprüfplatz dient zur Prüfung von Geräten, Einschüben und Kabeln. Er führt eine Durchgangs-, eine Isolationsprüfung (eine Leitung gegen alle anderen adaptierten Leitungen) sowie eine Masseschlußprüfung (Leitung gegen Prüflingsmasse) durch. Der Verdrahtungsprüfautomat kann auch als Meßstellenschalter für RLC-Messungen verwendet werden, wobei das Meßgerät extern angeschlossen wird. Das Prüfobjekt wird über Adapterkabel mit dem Automaten verbunden. Es sind maximal 900 Meßstellen adaptierbar, die auf 15 Relaiseinheiten mit je 60 Meßstellen verteilt sind.

Bestandteile des Verdrahtungsprüfplatzes

Der Verdrahtungsprüfplatz (Bild 1) besteht im wesentlichen aus einem Lochbandleser (LBL) mit den dazugehörigen Netzteilen, einem Ergebnisdrucker und dem eigentlichen Verdrahtungsprüfautomaten (VPA). Die Tafel 1 nennt die technischen Daten des Prüfautomaten.

Im Prinzipschaltbild (Bild 2) ist der funktionelle Aufbau des Prüfplatzes dargestellt.

Prinzipieller Aufbau

Der VPA besteht aus 15 Relaiseinheiten mit je 60 aufrufbaren Meßstellen. Es sind also maximal 900 Prüflingskontakte adaptierbar. Weiterhin enthält er einen Stromversorgungseinschub und einen Steuereinschub, der die Organisation des Meßablaufes sowie die Messung selbst durchführt. Die Messung gliedert sich in eine Durchgangs-,

Tafel 1: Technische Daten des VPA

	Prüfspannung	Prüfstrom	Meßwert (gut)
Durchgangsprüfung	1,0 V	25 mA	$< 15\ \Omega$
Isolationsprüfung	2,0 V	0,2 mA	$> 10\ k\Omega$
Masseschlußprüfung	2,0 V	0,2 mA	$> 10\ k\Omega$
Prüfdauer	8 bis 10 Meßschritte je Sekunde		
Anschlußkapazität	900 Meßstellen (15 × 60)		
maximale Zuschaltkapazität der Meßstellenrelais	gleichzeitig 90		
Programmträger	Stanzlochstreifen nach TGL 24 496		
Programmkode	R 300		
Stromversorgung	220 V $^{+10}_{-15}$ %, 50 Hz		
Leistungsaufnahme	max. 220 VA		
Schutzklasse nach TGL 14 283	1		
Schutzgrad nach TGL 15 165	IP 20		
Betriebstemperaturbereich	5...35 °C		
Abmessungen	540 mm × 380 mm × 760 mm		
Masse	65 kg		

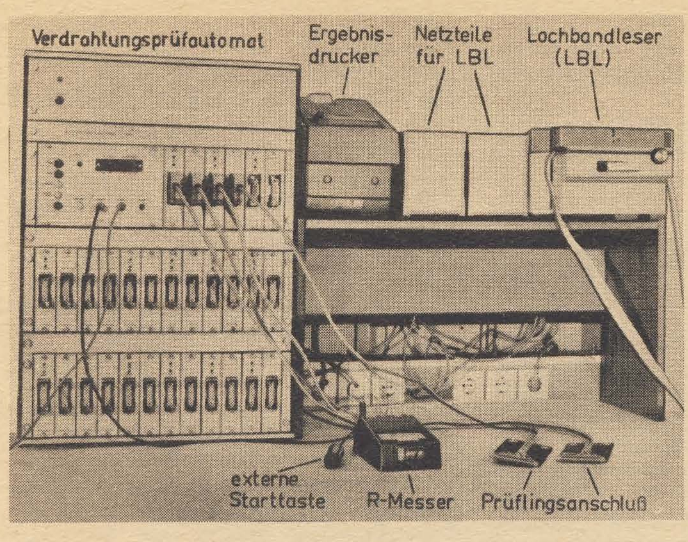


Bild 1: Verdrahtungsprüfplatz

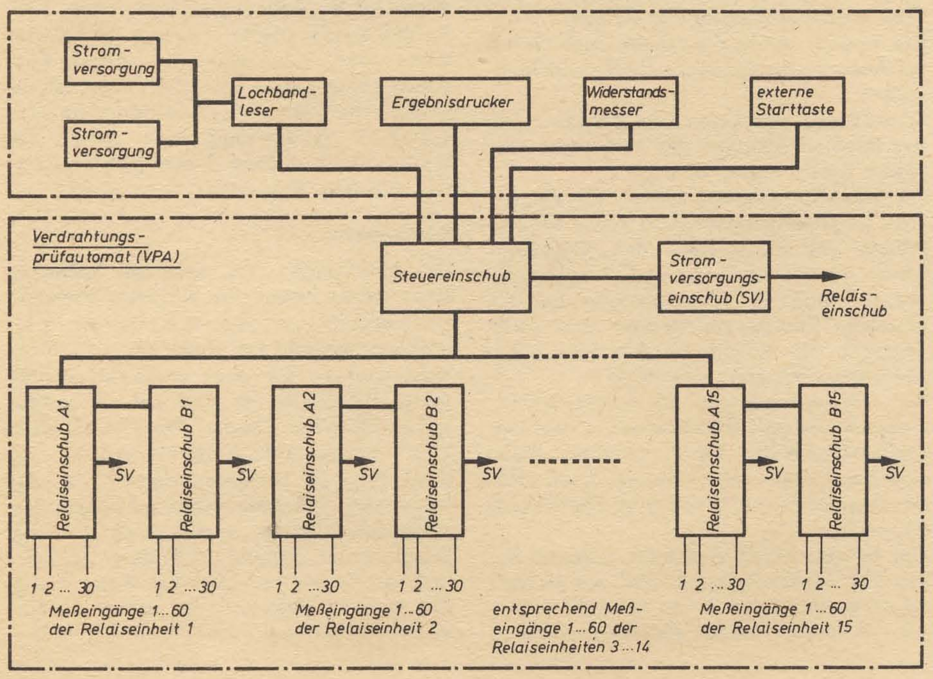


Bild 2: Aufbau des Verdrahtungsprüfplatzes ▼

Isolations- und Masseschlußprüfung. Grundsätzlich werden alle drei Prüfarten bewertet. Sollen in bestimmten Fällen eine oder zwei Prüfarten nicht bewertet werden, so kann das mit Hilfe bestimmter Befehle gesteuert werden.

Programmierung

Als Daten- und Befehlsträger wird ein Achtkanal-Lochband nach TGL 24 496 verwendet. Die Prüfbefehle für den VPA werden aus den Zahlen 0 bis 62 gebildet und entsprechend dem R-300-Kode auf dem Lochband abgelocht.

Folgende Grundbefehle werden verwendet:

61 – Der nächste Befehl und nur dieser ist eine anzuwählende Einschubnummer.
   – Vorher angewählte Einschübe werden gelöscht.
   – Einschalten der Prüfart – Durchgang

62 – Wie 61, zusätzlich wird der jetzt anzuwählende Einschub umgepolt.

0 – Bewerten der eingeschalteten Prüfarten
   – Zählen des Meßschrittes
   – Starten des Ergebnisdruckers im Fehlerfall
   – Abschalten aller angewählten Meßstellen (der angewählte Einschub bleibt angewählt)

1–60 – Folgen die Zahlen 1 bis 15 unmittelbar auf 61 oder 62, wird der entsprechende Einschub angewählt.
   – In allen anderen Fällen wird die entsprechende Meßstelle im angewählten Einschub angeschaltet.

Bestandteile

Stromversorgungseinschub

Den äußeren Abmessungen nach ist der Stromversorgungseinschub ein EGS-Kasteneinschub mit den Abmessungen 120 mm mal 480 mm × 300 mm. In ihm befinden sich die erforderlichen Leiterkarten, Transformatoren, Elektrolytkondensatoren und Kühlkörper, Bedienelemente (Frontseite) und Sicherungen (Rückseite). Sämtliche Gleichspannungen sind erdfrei und kurzschlußsicher.

Der Stromversorgungseinschub hat die in der Tafel 2 genannten technischen Daten.

Steuereinschub

Der Steuereinschub ist den äußeren Abmessungen nach ein EGS-Gestelleinschub A 2 mit der Größe 240 mm × 160 mm mal 300 mm. Er realisiert die Steuerfunktionen des VPA und beinhaltet die in der Tafel 3 genannten Bedien- und Anzeigeelemente und Leiterkarten.

Funktion der Anzeigeelemente

Die Anzeigen des VPA gliedern sich in die Anzeige des Meßschrittzählers und in die Programminformationsanzeige (PI). Beide wurden mit VQB 71 realisiert. Der Meßschrittzähler zeigt die jeweils beendeten Meßschritte an und besitzt einen Zählumfang von 0 bis 999. Die Programminformation zeigt entweder das Ergebnis einer erfolgten Prüfung oder, wenn nötig, einen spezifischen Zustand während des Programmablaufes an. Unter PI (Programminformation) kann angezeigt werden:

PA Paritätsfehler (Lochband defekt oder falsch eingelegt)
OE Operation zu einer Einstellung (es wurden keine Meßstellen angeschaltet)
OP Operation zu einer externen Messung (aufgerufene Meßstellen liegen an Buchse VM-R)
PE Programmende.

Weiterhin werden folgende Meßergebnisse angezeigt:

DU Durchgangsfehler
IS Isolationsfehler
DI Durchgangs- und Isolationsfehler
IO kein Fehler (in Ordnung).

Tafel 2: Technische Daten des Stromversorgungseinschubes

Eingangsspannungen	220 V $^{+10}_{-15}$ %, 50 Hz ± 2 %			
stabilisierte Ausgangsgleichspannungen				
Nennwert	Belastbarkeit	Toleranz	Welligkeit	für VPA
+5 V	1,5 A	< 1 %	< 1 mV	Steuereinschub
+5 V	3 A	< 1 %	< 1 mV	Relaiseinschub
+12 V	0,25 A	< 1 %	< 1 mV	Steuereinschub
+12 V	0,25 A	< 1 %	< 1 mV	Steuereinschub
+12,6 V	6 A	± 10 %	< 1,5 V	Relais GBR 111 in Relaiseinschüben
Ausgangswechselspannungen	2 × 15 V, 0,03 A			

Tafel 3: Funktion der Bedienelemente

Taste START	Der Lochbandleser wird gestartet, und der Prüfablauf der Anlage beginnt.
Taste STOP	Bei gedrückter Taste (leuchtet) kann mit der Starttaste zeichenweise eingelesen werden.
Taste SCHRITT	Bei gedrückter Taste (leuchtet) kann mit der Starttaste meßschrittweise eingelesen werden.
Taste FEHLERSTOP	Ist diese gedrückt (leuchtet), hält der Automat bei jedem fehlerhaften Meßschritt an. Es kann mit der Starttaste weitergestartet werden.
Taste Bo	Rücksetzen bzw. Löschen wichtiger Funktionen erfolgt.
Taste UMP-VM	Der externe Widerstandsmesser wird beim Betätigen der Taste umgepolt.
Buchse VM-R	Anschluß des externen Widerstandsmessers
Buchse START	Anschluß der externen Starttaste.
Buchse PO-M	Anschluß der Prüfobjektmasse zur Masseschlußprüfung. Verbindet man diese Buchse mit dem Chassis des VPA (Masse), leuchtet die Leuchtdiode MF bei der Fehlerart. Das kann vorteilhaft zur Kontrolle ausgenutzt werden, ob die angewählte Meßstelle auch angeschaltet ist (Verbindung Prüfobjekt–Masse–Meßstelle).

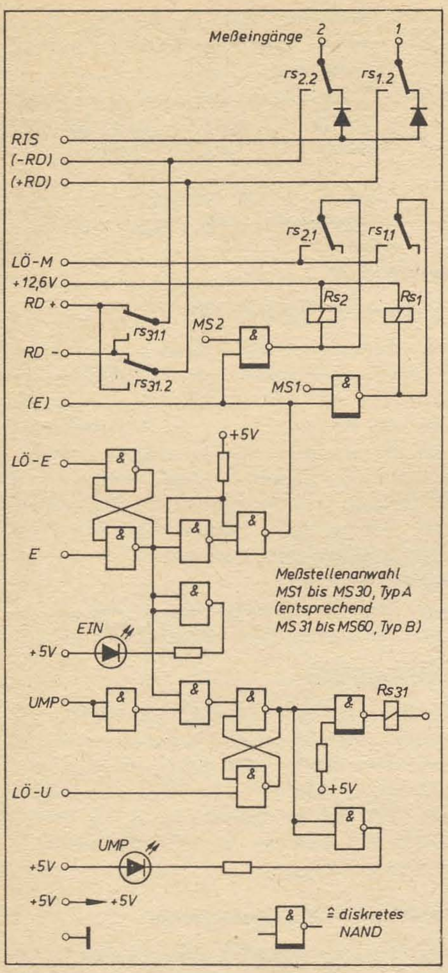


Bild 3: Darstellung zweier Meßstellenrelais mit digitaler Steuerung

Das Leuchten der zusätzlichen Leuchtdiode bedeutet:

MF Masseschlußfehler (zusätzlich zu den Meßergebnissen bei PI)
Die Lampe „FEHLER" leuchtet beim ersten im laufenden Programm auftretenden Fehler auf und verlischt erst wieder beim nächsten Start nach Programmende.
Entsprechend druckt der Ergebnisdrucker (zahlenkodiert) Meßergebnisse und Meßschrittnummer (unkodiert).

Der gesamte Steuereinschub wurde aus Gründen der Zuverlässigkeit und Beschaffbarkeit so weit als möglich in TTL-Technik aufgebaut. Er besteht aus mehreren Baugruppen.
Die Baugruppe Pegelaufbereitung enthält eine Pegeltransformation vom Standard-Interface 1000 in TTL-Pegel, des weiteren Register für Speicherung von Programmzuständen und Treiberschaltungen.
Mit der Baugruppe Dekodierung werden die aus den Registern für die Lochbandinformation kommenden Signale in die einzelnen Zahlen 0 bis 62 entschlüsselt und über Treiber zur Verfügung gestellt.
Die Torung enthält die notwendigen Gatter zur Auswahl der Relaiseinschübe und Meßstellen.
Zum Steuern des Lesers, des Druckers und des internen Ablaufes des VPA dient eine eigene Steuerungsschaltung.
Die Auswerteschaltung enthält die Vergleicher für Durchgangsprüfung sowie für Isolations- und Massefehler, den Meßschrittzähler mit Dekodierung und Anzeige, die Torung, logische Verknüpfungen für die einzelnen Fehlerkombinationen und deren Speicher. Sie steuert die Anzeigespeicher sowie den Meßschrittzählertrakt.
Der VPA besteht aus 15 Relaiseinheiten. Dabei wurde jede Relaiseinheit in zwei Einschübe (Typ A bzw. Typ B) aufgeteilt. Beide sind den äußeren Abmessungen nach EGS-Gestelleinschübe A 2 (40 mm × 160 mm mal 300 mm).
Der Relaiseinschub A enthält neben 31 Relais (30 Meßstellenrelais und ein Umpolrelais) einschließlich deren Ansteuerelektronik die für die beiden Relaiseinschübe (A und B) notwendigen logischen Elemente zur Einschubanwahl, zum Umpolen und zum Löschen dieser Zustände.
Der Relaiseinschub B enthält nur 30 Meßstellenrelais und die dazugehörige Ansteuerelektronik. Deshalb sind zum Verständnis der Funktionsweise der Relaiseinheit beide Einheiten (A und B) im Zusammenhang zu betrachten.
Jedes Meßstellenrelais besitzt zwei Umschalter, wobei der eine für die Selbsthaltung der Relais dient. Dieser Umschalter ist bei allen 60 Relais der Relaiseinheit parallelgeschaltet und ist im Steuereinschub des VPA über einen Transistor (zum Löschen) auf Masse geschaltet. Der andere Umschalter der Meßstellenrelais wird einmal zur Isolationsprüfung (RIS), im umgeschalteten Zustand zur Durchgangsprüfung verwendet. Die elektrischen Parameter für diese Prüfungen werden vom Steuereinschub zur Verfügung gestellt.
An den Relaiseinheiten leuchtet die Leuchtdiode „EIN", wenn der entsprechende Einschub angewählt ist; die Leuchtdiode „UMP" leuchtet, solange der Einschub umgepolt ist (unabhängig vom „EIN"). Im Prinzipschaltbild (Bild 3) sind alle Funktionen nochmals dargestellt.

Erfahrungen

Die Erfahrungen des Einsatzes während eines Jahres haben die eingangs gemachten Bemerkungen über das Ziel der Verdrahtungsprüfung voll bestätigt.
Voraussetzung für eine große Effektivität dieses Prüfplatzes ist seine hohe Zuverlässigkeit und der Einsatz direkt nach dem Verdrahtungsprozeß in der Montage.
Besonders die Fehleranzeige sowie die Möglichkeit des Anschlusses eines externen Widerstandsmessers lassen eine schnelle Reparatur am adaptierten Prüfling zu. Zeitreserven liegen noch bei der Adaptierung von großen Gestellen mit einem großen Verdrahtungsanteil.

Fortsetzung von Seite 13

Zusammenfassung

Auf Grund der Versuchsergebnisse lassen sich folgende Thesen für eine lange Lebensdauer der Kassettenköpfe aufstellen:

- Das Kernmaterial sollte möglichst abriebfest sein.
- Unzweckmäßig ist es, für die Stützzone ein wesentlich abriebfesteres Material als für die Kernpakete einzusetzen.
- Härte des Materials und Abriebfestigkeit hängen nur mittelbar miteinander zusammen, d. h., ein hartes Material muß nicht unbedingt abriebfest sein.
- Es ist anzustreben, für die Stützzone ein Material einzusetzen, dessen Abriebfestigkeit nur etwas geringer als die der Kernpakete ist.
- Die Ergebnisse ergaben unter gleichen Testbedingungen für die untersuchten Kassettenkopftypen in der Reihenfolge ihrer mittleren Lebensdauer:
  Typ 1 : Typ 2 : Typ 3 : Typ 4 $\approx$ 1 500 : 1 700 : 1 900 : 3 400 h bei Einsatz der Low-noise-Eisenoxidkassetten K 60 von ORWO.
- Voraussetzung aller elektrischen Messungen ist die auch für den praktischen Betriebsfall geltende permanente Sauberhaltung der Kassettenkopfspiegel.

Literatur

[1] Scholz, Chr.: Zum Aufzeichnungs-Wiedergabefrequenzgang beim Kompaktkassettensystem. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 16, S. 525
[2] TGL 26 096/05: Zuverlässigkeit in der Technik. Statistische Methoden für Zuverlässigkeitsprüfungen industrieller Erzeugnisse. August 1976
[3] TGL 34 342/01: Elektronische Heimgeräte. Bestimmung der Zuverlässigkeit. Begriffe, Symbole, Grundlagen. September 1977
[4] Christian, E.: Untersuchungen über den Tonband- und Tonkopfverschleiß. Grundig Technische Information (1976) H. 4, S. 774–776

„Radio u. Fernsehen", ungeb., Jahrg. 64-78, teilw. oh. Servicebeilage, „Funktechnik" Jahrg. 60-73, gebunden, zu verkaufen.
Zuschr. an
R/F 136 032-9 DEWAG,
15 Potsdam, PSF 112

Dipl.-Ing. f. Inform.-Elektro. m. musikal. Ausbildung, Amat.-Fotogr., sucht Tätigkeit in Service- od. Dienstleistungsbetr.
Zuschr. an
Lux 801478 DEWAG,
1054 Berlin

Verkaufen Impuls- (Service-) Oszi EO 174 A, ungebraucht (mit Garantieschein), Zweistrahloszi OG 2-23, Speicher-Zweistrahloszi OG 2-21, Uni-Zähler Typ 3514
Zuschr. an
TK 5811 DEWAG,
1054 Berlin

Verk. PLL Stereodekoder, einbauf., Stereodekoder IC XR 1310 P, FS-Leiterplatten, ungebr., dig. u. anal. IC's, 7-Segm.-Anz. u. div. Bauelemente.
Zuschr. an
P 90 342 DEWAG,
806 Dresden, Postfach 1000

Transistorisierter Ultraschallsender für die Hydroortung

Dr.-Ing. GERT WENDT und
Dr.-Ing. ERNST LOOSE

In diesem Beitrag wird ein transistorisierter Sendeverstärker für einen 0,8-kW-Impulssender beschrieben. Er ist für den Einsatz in der Unterwasserortung zur Erregung von piezomagnetischen und piezoelektrischen Ultraschallschwingern bei Sendefrequenzen von 20...30 kHz vorgesehen. Gefordert werden hoher Wirkungsgrad, variable Sendeleistung und geringer schaltungstechnischer Aufwand. Der Sendeverstärker soll zwischen Vollast und Leerlauf stabil arbeiten. An den Klirrfaktor werden keine Anforderungen gestellt.

Zur Erzielung großer Ausgangsleistungen bei kleinen Betriebsspannungen wird der Ultraschallschwinger in Reihenresonanz betrieben und mit rechteckförmigen Wechselspannungen angesteuert. Das Blockschaltbild des Senders zeigt Bild 1.

Ein auf der doppelten Sendefrequenz arbeitender Oszillator ist mit einer Tor- und Teilerstufe verbunden. Am Ausgang dieser Stufe erscheint das Ansteuersignal für die nachfolgende Teilerstufe, solange ein Torimpuls anliegt. Die Länge des Torimpulses legt die Sendeimpulsdauer fest. Durch die Frequenzteilung wird bewirkt, daß nur während des Sendens die Sendefrequenz erzeugt wird. Dadurch werden Rückwirkungen des Sendeoszillators auf dem Empfangsverstärker während der Sendepause vermieden. Die Treiberstufe steuert die in Brückenschaltung betriebene Sendeleistungsstufe mit dem Ultraschallschwinger an.

Bild 2 zeigt das Ersatzschaltbild der Sendeleistungsstufe unter Annahme idealer Schalter und verlustloser Bauelemente. In der Brückenanordnung sind während des Sendens abwechselnd entweder die Schalter T_{11} und T_{22} oder die Schalter T_{12} und T_{21} geschlossen. In der realen Schaltung sind als Schalter Übersteuerungsschaltstufen eingesetzt.

Bild 3 zeigt das Zweipolersatzschaltbild eines piezomagnetischen Schwingers in Resonanz [1] [2]. Zur Kompensation der Erregerinduktivität kann ein Kondensator in Reihe zur Induktivität geschaltet werden. Es entsteht ein Reihenschwingkreis. Zur Ermittlung des Verhaltens dieses Schwingkreises bei Erregung mit einer rechteckförmigen Wechselspannung wird zunächst der Einschaltvorgang mit Hilfe der Laplace-Transformation berechnet. Für den Strom I(p) ergibt sich für einen einmaligen Sprung der Höhe U_0 mit der Anfangsspannung U_{c0} (Bild 4):

$$I(p) = \frac{U - \frac{U_{c0}}{p}}{R + pL + \frac{1}{pC}} \quad \text{mit} \quad U = \frac{U_0}{p}$$

Der Strom I(t) ergibt sich nach der Rücktransformation

$$I(t) = \frac{U_0 - U_{c0}}{\omega L} \exp(-\sigma t) \sin \omega t$$

mit

$$\sigma = \frac{R}{2L}$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \sigma^2}$$

Die Resonanzfrequenz ω_0 des Kreises ist

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Für die Kondensatorspannung ergibt sich

$$U_c(p) = \frac{\frac{U_0}{p} - \frac{U_{c0}}{p}}{pC\left(R + pL + \frac{1}{pC}\right)} + \frac{U_{c0}}{p}$$

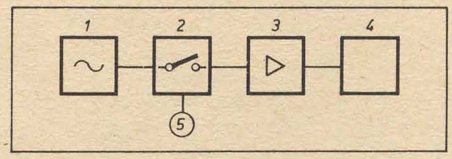


Bild 1: Blockschaltbild eines Ultraschallsenders in Brückenanordnung. 1 Oszillator, 2 Tor-Teilerstufe, 3 Treiberverstärker, 4 Senderendstufe, 5 Ansteuersignal

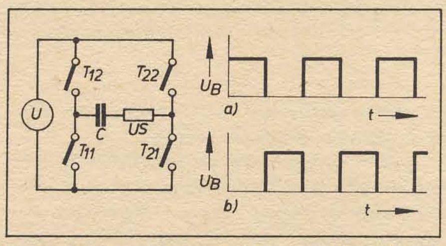


Bild 2: Brückenschaltung zur Erregung eines Reihenschwingkreises mit einer rechteckförmigen Wechselspannung. a) Ansteuersignal für die Transistorschalter T_{11}, T_{22}; b) Ansteuersignal für die Transistorschalter T_{12}, T_{21}
C Kompensationskondensator, US Ultraschallschwinger

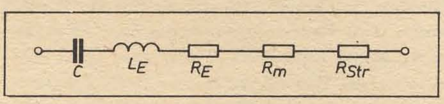


Bild 3: Ersatzschaltung des piezomagnetischen Ultraschallschwingers mit Kompensationskondensator C in Resonanz. L_E = Erregerinduktivität, R_E = Verlustwiderstand der Erregerinduktivität, R_{Str} = Strahlungswiderstand, R_m = mechanischer Verlustwiderstand

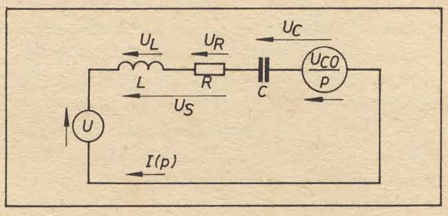


Bild 4: Ersatzschaltung zur Bestimmung des Einschaltvorganges eines Reihenschwingkreises. R = $R_E + R_m + R_{Str}$, L = L_1, C = C

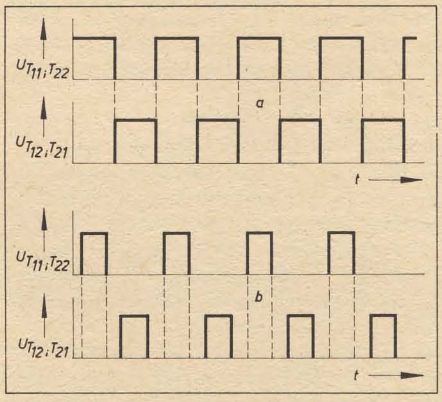


Bild 5: Ansteuersignale für die transistorisierte Brückenanordnung. a) Idealisierte Ansteuersignale; b) geeignete idealisierte Ansteuersignale

$$U_c(t) = U_0 - (U_0 - U_{c0}) \frac{\omega_0}{\omega} \cos(\omega t - \varphi)$$

mit

$$\varphi = \arctan \frac{\sigma}{\omega}$$

Es tritt ein Überschwingen der Kondensatorspannung auf.

Die Spannung über dem Ultraschallschwinger beträgt

$$U_s(p) = \frac{\frac{U_0 - U_{c0}}{p}(R + pL)}{R + pL \quad \frac{1}{pC}}$$

$$U_s(t) = U_0 \exp(-\sigma t)$$
$$\times \sqrt{1 + \left[\left(1 - 2\frac{U_{c0}}{U_0}\right)\frac{\sigma}{\omega}\right]^2} \cos(\omega t - \varphi)$$

mit

$$\varphi = \arctan\left(1 - 2\frac{U_{c0}}{U_0}\right)\frac{\sigma}{\omega}$$

Bei der periodischen Erregung des Reihenschwingkreises mit einer rechteckförmigen Wechselspannung der Amplitude U_0 und der Periode $T = 2\pi/\omega$ findet man für den periodischen Strom I_{per}

$$I_{per}(p) = \frac{\frac{U_0}{p}}{R + pL + \frac{1}{pC}}\left[1 - 2\exp\left(-\frac{pT}{2}\right) + \exp(-pT)\right]\frac{1}{1 - e^{-pT}}$$

$$I_{per}(t) = \frac{U_0}{R}\frac{\omega_0}{\omega}\left\{e^{-\sigma t} \sin \omega t \cdot 1(t) + 2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n \times \exp\left[-\sigma\left(t - \frac{nT}{2}\right)\right] \sin\left[\omega\left(t - \frac{nT}{2}\right)\right] \times 1\left(t - \frac{nT}{2}\right)\right\}$$

wobei $1\left(t - \frac{nT}{2}\right)$ = Sprungfunktion

Der Strom schwingt sich bis zu einem Maximalwert ein:

$$I_{ges} = \frac{U_R}{R} = \frac{4U_0}{\pi R}$$

Die Kondensatorspannung beträgt

$$U_{c\,per}(t) = U_0\left\{\left[1 - \frac{\omega_0}{\omega}\exp(-\sigma t) \times \cos(\omega t - \varphi)\right] 1(t) + 2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n \times \left[1 - \frac{\omega_0}{\omega}\exp\left[-\sigma\left(t - \frac{nT}{2}\right)\right] \cos\left(\omega\left(t - \frac{nT}{2}\right) - \varphi\right)\right] 1\left(t - \frac{nT}{2}\right)\right\}$$

Es tritt ein Überschwingen um ein Vielfaches der Erzeugerspannung auf. Die maximale Kondensatorspannung ergibt sich nach Heumann [3] zu

$$\hat{U}_c = U_0 \frac{1 + \exp\left(-\frac{d}{2}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{d}{2}\right)}$$

mit

$$d = \frac{2\pi\sigma}{\omega}$$

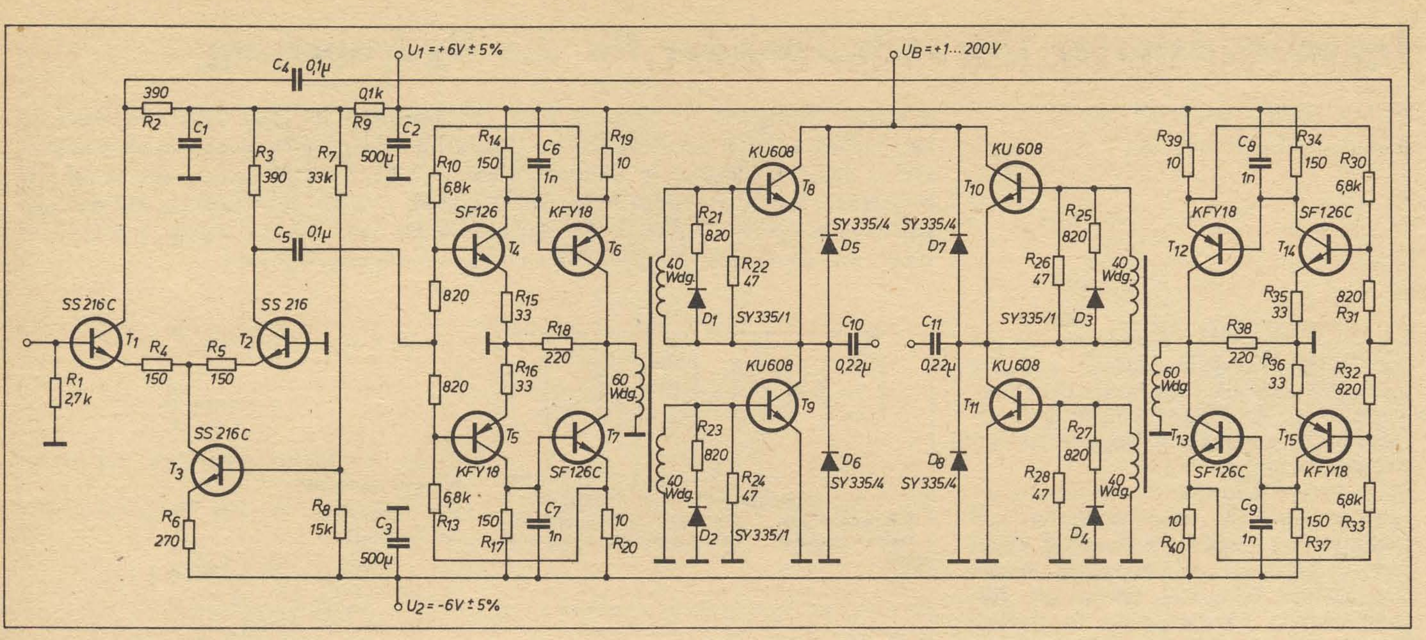


Bild 6: Schaltung des 0,8-kW-Impulssenders

Der Spitzenwert der Kondensatorspannung nimmt mit kleiner werdender Dämpfung und größer werdender Frequenz zu.
Die periodische Spannung über dem Ultraschallschwinger ergibt sich zu

$$U_{s\,per}(t) = U_0\left\{\exp(-\sigma t)\frac{\omega_0}{\omega}\cos(\omega t-\varphi)1(t) + 2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n\exp\left[-\sigma\left(t-\frac{nT}{2}\right)\right]\frac{\omega_0}{\omega} \times \cos\left[\omega\left(t-\frac{nT}{2}\right)-\varphi\right]1\left(t-\frac{nT}{2}\right)\right\}$$

Die Leistungsaufnahme P des Reihenschwingkreises bei periodischer Erregung kann mit Hilfe der Beziehung

$$P = \frac{\hat{U}_R^2}{2R}$$

bestimmt werden. Für die Betriebsspannung U_0 erhält man

$$U_0 = \sqrt{\frac{\pi^2 RP}{8}}$$

Der zur Anwendung gelangende US-Schwinger hatte folgende Daten:

$R = 31{,}7\,\Omega$ $\qquad L = 377\,\mu H$

bei $f_{res} = 20\,kHz$.
Bei einer Sendeimpulsleistung von 1 kW ergeben sich

$$U_0 = 198\,V$$
$$I_{ges} = 7{,}95\,A$$

Als Schalttransistor kann der Typ KU 608 eingesetzt werden.
Bei einer realen Brückenschaltung müssen die Schaltzeiten der Transistoren beim Betriebsverhalten berücksichtigt werden. Insbesondere stören die Speicherzeiten der in Übersteuerung arbeitenden Brückentransistoren. Während das eine Transistorpaar beim Umschalten der Eingangsspannung infolge der Speicherzeit noch leitend ist, wird das andere Transistorpaar bereits leitend. Es kommen kurzzeitig große Querströme zustande, die zur Zerstörung der Endstufentransistoren führen können. Die Speicherzeiten betragen beim verwendeten Transistor KU 608 in Abhängigkeit vom Übersteuerungsfaktor bis zu einigen Mikrosekunden.
Unter den genannten Gesichtspunkten sollen einige Varianten für die Ansteuerung der Endstufen diskutiert werden.
Bei spannungsgesteuerten Endstufen ist zur Reduzierung von Temperatureinflüssen und Exemplarstreuungen eine Reihenstromgegenkopplung mit Emitterwiderständen notwendig. Das führt zu einer dem Gegenkopplungsgrad proportionalen Erhöhung der Ansteuerleistung. Im Leerlauf treten durch die Übersteuerung der Transistoren unzulässig hohe Speicherzeiten und Querströme in den Brückenzweigen auf.
Werden zur Ansteuerung der Endstufe anstelle von Rechteckschwingungen Impulse nach Bild 5 verwendet, sind die Speicherzeiten ohne Einfluß, wenn die Impulspausen größer als die Speicherzeiten gewählt werden. Nachteilig sind die verringerte Sendeleistung und der erhöhte Schaltungsaufwand zur Bereitstellung der Ansteuerimpulse.
Stromgesteuerte Endstufen ermöglichen eine einfache Begrenzung des Maximalwertes des Kollektorstromes der Endstufentransistoren. Bei bekannter Stromverstärkung der Transistoren läßt sich der maximal zulässige Basisstrom der Endstufentransistoren festlegen. Die Leerlauffestigkeit der Brückenschaltung läßt sich durch nichtlineare Parallelspannungsgegenkopplung mit schnellen Schaltdioden realisieren. Die Spannungsgegenkopplung wird erst wirksam, wenn die Kollektor-Emitterspannung um die Flußspannung der Schaltdioden kleiner wird als die Basis-Emitterspannung. Soll eine Übersteuerung der Endstufentransistoren vollständig vermieden werden, können die Klammerdioden mit Vorspannung betrieben werden.
Bild 6 zeigt eine aufgebaute und erprobte Variante eines 0,8-kW-Impulssenders. An die Basis von T_1 wird ein Sinusimpuls der geforderten Sendefrequenz und Sendeimpulslänge gelegt. An den Ausgängen des Differenzverstärkers mit T_1, T_2 und T_3 liegen gleich große gegenphasige Spannungen, die zur Ansteuerung der beiden Sendeverstärker verwendet werden.
Die Sendeverstärker sind gleich aufgebaut. Sie sind zur Reduzierung des Ruhestrombedarfs komplementär und gleichstromgekoppelt. Zur Stabilisierung der Arbeitspunkte und Verstärkereigenschaften erfolgt eine starke Gegenkopplung. Die Ausgänge der Sendeverstärker liefern konstante Ausgangsströme, die proportional der Eingangsspannung sind. Die obere Grenzfrequenz der Vorverstärker wird mit C_6, C_7 bzw. C_8, C_9 festgelegt. Die Kopplung zwischen Sendevorverstärker und Sendeendstufe erfolgt transformatorisch. Dadurch ist eine wenig aufwendige Ansteuerung der Brückentransistoren T_8, T_9, T_{10} und T_{11} mit geringer Verlustleistung möglich.
Zur Belastung der Transformatoren Tr_1 und Tr_2 beim Nulldurchgang des Ansteuerstromes sind die Widerstände R_{22}, R_{24}, R_{26} und R_{28} vorgesehen. Die Widerstands-Dioden-Kombinationen R_{21}, D_1, R_{23}, D_2, R_{25}, D_3 und R_{27}, D_4 bewirken eine Symmetrierung der Belastung der Transformatoren Tr_1 und Tr_2.
Eine Gegenkopplung von den Ausgängen A_1 und A_2 der Brückenschaltung auf die Vorverstärker wurde nicht eingesetzt, weil im vorgesehenen Anwendungsfall bei Beschaltung der Ausgänge mit einem Ultraschallschwinger bei fehlerhafter Abstimmung auf Reihenresonanz mit C_{10} und C_{11} Phasendrehungen zwischen Ansteuerstrom und Ausgangsspannungen auftreten können. Dadurch würde die Stabilität verschlechtert.
Der besondere Vorteil der Ansteuerung der Endstufe mit sinusförmigem Strom besteht darin, daß ab einer bestimmten Amplitude abhängig vom Laststrom die Transistoren in Übersteuerung geraten. Nimmt der Eingangsstrom wegen seines sinusförmigen Verlaufs wieder ab und unterschreitet den für die Übersteuerung erforderlichen Strom, gelangt der entsprechende Endstufentransistor nach Ablauf einer Verzögerungszeit aus der Übersteuerung. Ist die Zeit bis zum Nulldurchgang des Ansteuerstromes größer als diese Verzögerungszeit, kommt kein Stromfluß im Querzweig zustande. Mit einer solchen Schaltungsvariante lassen sich deshalb geringe Verlustleistungen während des übersteuerten Zustandes der Endstufentransistoren mit dem Fehlen von unerwünschten Querströmen verbinden. Der Kollektorstrom der Endstufentransistoren weist einen trapezförmigen Verlauf auf. Die maximal mögliche Eingangsspannung an T_1 wird durch Oszillografieren des Betriebsstromes bei ausgangsseitigem Leerlauf eingestellt.

Statischer 1024-Bit-Speicher U 202 D

Dr. sc. techn. DIETER LANDGRAF-DIETZ

Mitteilung aus dem Institut für Mikroelektronik Dresden

In diesem Beitrag wird ein statischer Schreib-Lese-Speicher mit wahlfreiem Zugriff (RAM) für 1 024 bit vorgestellt. Betriebsspannung, Ein- und Ausgangspegel des Speichers sind TTL-kompatibel, die Zugriffszeit beträgt typisch 250 ns, die Verlustleistung liegt typisch bei 150 mW. Das Bauelement wird mit der n-MOS-Si-Gate-Technologie realisiert, der Chip ist 12 mm² groß und befindet sich in einem 16poligen DIL-Gehäuse.

Für den Einsatz in kleinen Speichersystemen wurde der statische 1024-Bit-Schreib-Lese-Speicherschaltkreis U 202 D entwickelt. Mit ihm werden folgende Zielstellungen erfüllt:

- Statische Speicherung von 1 024 bit auf einem Chip
- Organisation 1 024 × 1 bit
- Betriebsspannung +5 V ± 5 %
- TTL-Pegel für alle Ein- -und Ausgänge
- Zugriffszeit und Zykluszeit ab 150 ns
- Verlustleistung ≦ 225 mW
- 16poliges DIL-Gehäuse (7,5 mm Reihenabstand)
- ϑ_a = 0...70 °C
- hohe Zuverlässigkeit
- Schlafzustand (+2 V, 40 mW)
- MOS-Eingangsschutzelemente.

Speicherorganisation

Auf dem Chip sind je 512 Speicherzellen topologisch in zwei Halbmatrizen (16 mal 32 bit) integriert, dazu je 32 Zeilen- und Spaltendekoder, Datenein- und Datenauskopplung nebst Leseverstärker und Schreibtreiber sowie Adresseneingänge, Steuereingänge und die Three-state-Ausgangsstufe. Die logische Organisation des Speicherchips ist im Bild 1 dargestellt. Bild 2 gibt die Pinbelegung des Schaltkreises an.
$\overline{CS}$ ist das Signal zur Auswahl des Speicherchips; Lese- und Schreibzyklen sind nur bei ausgewähltem Chip möglich. $\overline{WE}$ ist das Signal für die Schreib-Lesesteuerung. Über die zehn Adressen A0 bis A9 kann jedes der 1 024 bits adressiert werden. DI und D0 sind Datenein- bzw. Datenausgang.

Betriebsarten

Im nichtausgewählten Zustand ($\overline{CS}$ = H) wird die Information in den 1 024 Speicherzellen erhalten. Dabei ist der normale Betriebsmodus mit der Versorgungsspannung U_{DD} = 5 V möglich, aber auch ein Betrieb mit verminderter Spannung bis zu U_{DD} = 1,5 V. Im nichtausgewählten Zustand ist ein Schreiben oder Lesen nicht möglich; der Datenausgang ist hochohmig gesperrt (Three-state-Ausgang).
Im ausgewählten Zustand ($\overline{CS}$ = L) lassen sich Schreib- und Lesezyklen durchführen, die Steuerung wird über den Eingang $\overline{WE}$ bewirkt ($\overline{WE}$ = L ≙ Schreiben, $\overline{WE}$ = H ≙ Lesen). Typische Taktdiagramme für Schreibzyklus und für Lesezyklus sind im Bild 3 schematisch dargestellt. Bei Schreibzyklen erscheint die am Dateneingang anliegende Information auch am Datenausgang.
Bei Abschalten oder Ausfall der Betriebsspannung geht die gespeicherte Information verloren.

Schaltungstechnik

Es werden n-Kanal-MOS-Transistoren mit Silizium-Gate eingesetzt, wobei sowohl Enhancement- als auch Depletion-Transistoren Verwendung finden. Die Schwellspannungen der Transistoren sind auf +0,8 V bzw. −3,0 V eingestellt.

Speicherzelle und Bitleitung

Die Sechstransistor-Speicherzelle ist im Bild 4 dargestellt. Die Bitleitungen werden durch Transistoren auf Betriebsspannung vorgeladen; die Ankopplung der Zellen an die Bitleitungen erfolgt durch die Auswahltransistoren in den Zellen. Für die Zellenauswahl sind Zeilendekoder vorhanden. Die Bitleitungspaare werden durch Auswahltransistoren an ein zentrales Datenleitungspaar angekoppelt, die Auswahl wird mit Hilfe des Spaltendekoders durchgeführt.

Leseverstärker und Schreibverstärker

Beide Datenleitungen sind im Ruhezustand auf Pegel nahe der Betriebsspannung vorgeladen. Als Leseverstärker dient ein MOS-Differenzverstärker, dessen zwei Eingänge an die Datenleitungen angeschlossen sind. Über die ausgewählte Speicherzelle werden die entsprechenden Bitleitungen und Datenleitungen entladen, die komplementären Bit- und Datenleitungen bleiben geladen. Der sich einstellende Pegelunterschied wird vom Lesedifferenzverstärker registriert.

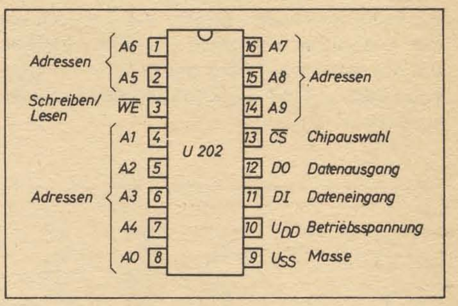


Bild 2: Pinbelegung des U 202 D

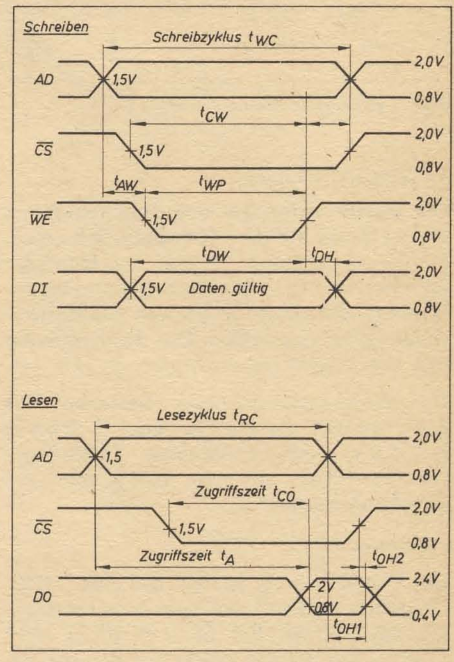


Bild 3: Taktdiagramme für Schreiben und Lesen

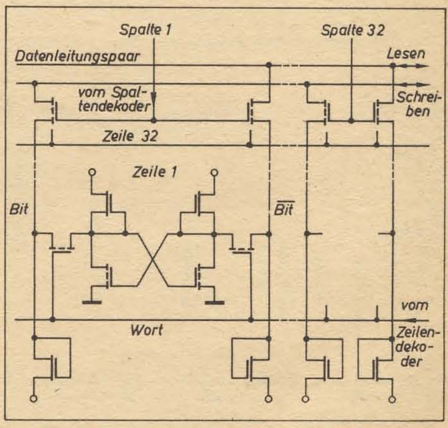


Bild 4: Sechstransistor-Speicherzelle und Auswahl

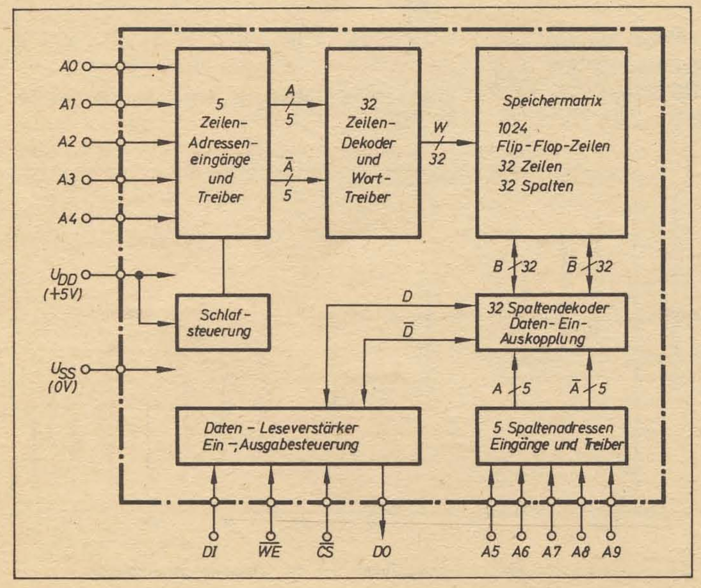


Bild 1: Blockschaltbild des U 202 D

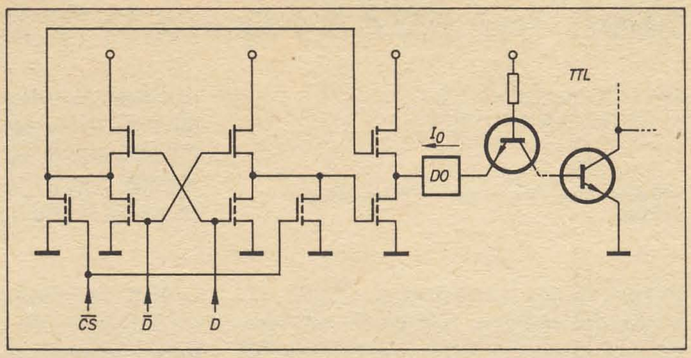


Bild 6: Three-state-Datenausgang (DO) mit TTL-Last (I_0 = Laststrom)

Der Schreibverstärker arbeitet mit einem Paar von MOS-Gegentaktstufen, deren Ausgänge auf die beiden Datenleitungen wirken. Die ausgewählte Zelle wird über das zugehörige Bitleitungspaar gesetzt.

Die Ausgänge der Schreibverstärker nehmen im Lesebetrieb den hochohmigen Zustand an.

Zu den Lese- bzw. Schreibverstärkern gehört Logik für die Verknüpfung der Signale für Daten (DI, DO), Chipauswahl ($\overline{CS}$) und Schreiben-Lesen ($\overline{WE}$).

Zeilen- und Spaltendekoder

Die Dekoder bewirken jeweils die Selektion 1 aus 32 für Zeilen und Spalten; sie bestehen aus MOS-NOR-Gattern mit je fünf Eingängen. Die Spaltendekoder steuern mit ihren Ausgängen die Spaltenauswahltransistoren direkt; die Zeilendekoder enthalten zusätzlich Gegentakttreiber, um die verhältnismäßig große Wortleitungskapazität mit 64 Zeilenauswahltransistoren zu treiben.

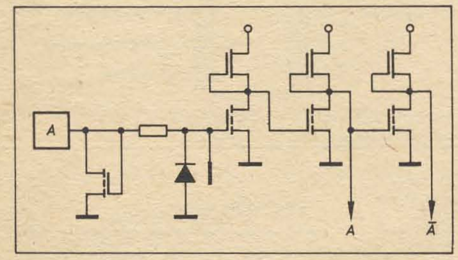


Bild 5: Eingangsschaltung des U 202 D

Eingangsschaltungen

Die Daten-, Adressen- und Steuereingänge wirken direkt auf die MOS-Gates mit einem Eingangswiderstand $> 10^9\,\Omega$. Die Eingänge enthalten mehrere Elemente (Feldtransistor, Dioden), die einen Schutz von elektrostatischer Aufladung bilden. Die Schutzwirkung tritt bei Eingangsspannungen $\geqq 25$ V ein.

Die Eingangsschaltungen bestehen aus E/D-Invertern, die die TTL-Pegel ($L \leqq 0{,}8$ V, $H \geqq 2{,}0$ V) auf chipinterne MOS-Pegel (≈ 0 V, $+5$ V) umsetzen. Bild 5 zeigt ein Schaltungsbeispiel.

Ausgangsstufe

Der Datenausgang besteht aus einer MOS-Gegentaktstufe mit zwei Enhancement-Transistoren (Bild 6). Bei $\overline{CE} = H$ (Chip nicht ausgewählt) werden beide Transistoren gesperrt, so daß der Datenausgang hochohmig ist. Somit ist ein Busbetrieb möglich.

Es werden TTL-Ausgangspegel ($L \leqq 0{,}4$ V, $H \geqq 2{,}4$ V) gewährleistet. Im Bild 7 ist als Beispiel die Ausgangs-L-Spannung in Abhängigkeit von der Belastung dargestellt.

Schlafzustand

Die Speicherzellen sind so dimensioniert, daß der Speicherzustand bis unter $U_{DDS} = 2{,}0$ V erhalten wird. Der bei $U_{DD} = 2$ V vorliegende Betriebsstrom $I_{DD(2\,V)}$ beträgt typisch 2/3 des Stromes $I_{DD(5\,V)}$, so daß der Speicher in diesem „Schlafzustand" nur etwa 25 % seiner normalen Verlustleistung verbraucht. Bei Betriebsspannungen $U_{DD} \leqq 3$ V beginnt eine Detektorschaltung so zu arbeiten, daß ein Logiksignal abgegeben wird, das die Adresseneingänge sperrt. Dadurch ist der Erhalt der Speicherinformation bis zu $U_{DD} \approx 1{,}5$ V möglich, ohne daß geschrieben oder gelesen werden kann.

Technologie

Die verwendete n-Kanal-MOS-Technologie mit Silizium-Gate ermöglicht die Herstellung von Enhancement- und Depletion-Transistoren. Depletion-Lasttransistoren in den Speicherzellen und der übrigen Schaltung gewährleisten eine niedrige Verlustleistung sowie günstige Zugriffszeiten und Pegel. Jede Speicherzelle benötigt einen Strom von etwa 15 μA. Im Bild 8 ist der Querschnitt durch einen Inverter mit Enhancement-Schalter- und Depletion-Lasttransistor dargestellt. Der gesamte Speicher enthält 6 924 aktive MOS-Transistoren, davon 2 208 Depletion-Transistoren. Die Abmessungen der Chips betragen 3,3 mm mal 3,6 mm. Die gewählte Prozeßtechnologie, Schaltungstechnik und Auslegung führen zu hoher Ausbeute.

Betriebseigenschaften

Die Betriebsspannung beträgt $+5\,V \pm 5$ %. Alle Ein- und Ausgangssignalpegel sind TTL-kompatibel. Der Signalausgang kann sicher eine TTL-Last treiben. Die Signalein-

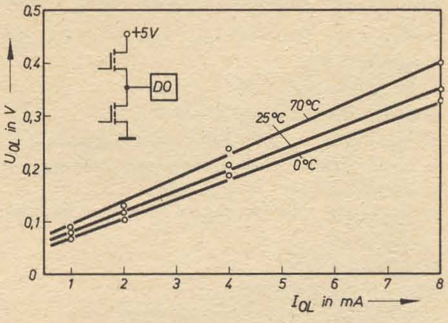


Bild 7: L-Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom (Parameter: Umgebungstemperatur)

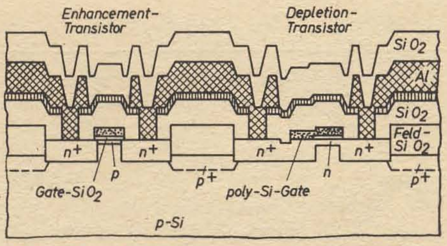


Bild 8: Querschnitt durch die verwendeten n-Kanal-MOS-Transistoren

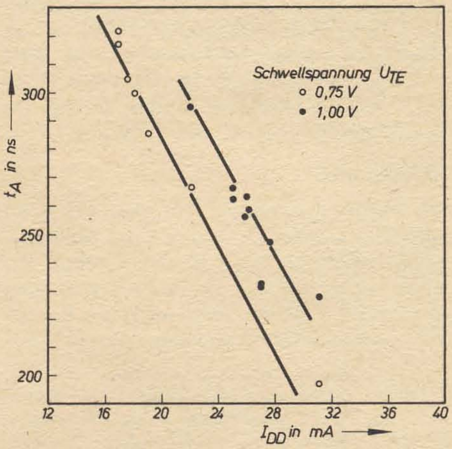


Bild 9: Abhängigkeit von Stromaufnahme und Zugriffszeit

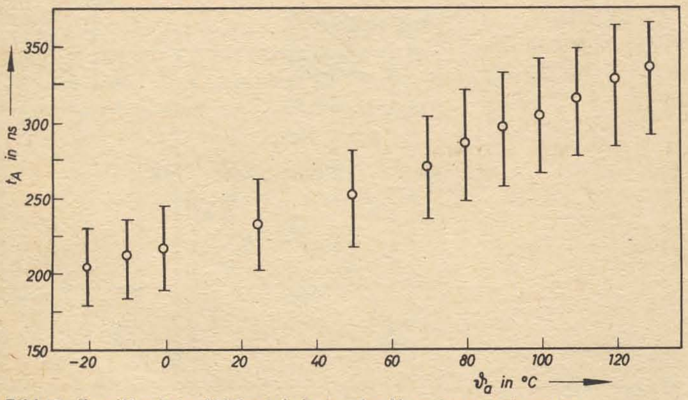


Bild 10: Zugriffszeit in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

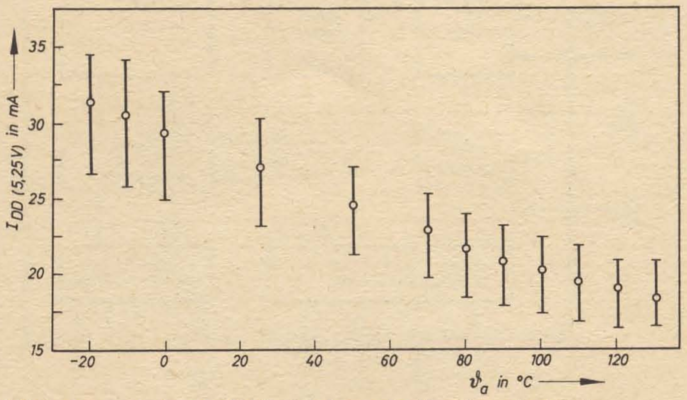


Bild 11: Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

gänge sind hochohmig, die Eingangskapazitäten sind maximal 5 pF. Die Zugriffszeit t_A (Bild 9) beträgt typischerweise 250 ns, die Stromaufnahme typisch 30 mA. Es ist ohne Layoutänderung technologisch möglich, die Zugriffszeit auf Kosten höherer Stromaufnahme kleiner zu machen. Der Betriebstemperaturbereich (Umgebung) beträgt $\vartheta_a = 0...70$ °C.

Der Zusammenhang zwischen Stromaufnahme und Zugriffszeit ist im Bild 9 dargestellt. In den Bildern 10 und 11 sind die Abhängigkeiten der Zugriffszeit und der Stromaufnahme von der Umgebungstemperatur angegeben.

Der Speicher arbeitet voll statisch, die Stromaufnahme ist in Abhängigkeit von der Zeit nahezu konstant und unabhängig vom Betriebszustand.

Einsatz in Speichersystemen

Der Speicherschaltkreis U 202 D kann leicht in größeren Speichersystemen eingesetzt werden. Das wird durch die volle Dekodierung auf dem Chip und durch die Chipauswahlsteuerung ($\overline{CS}$) erreicht.

Mikrorechner in der Vermittlungstechnik

Dipl.-Ing. WOLFGANG WINTER

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TU Dresden

Die Vermittlungstechnik bietet vielfältige Möglichkeiten für den Einsatz von Mikrorechnern. Er kann überall dort erfolgen, wo eine Aufnahme, Verarbeitung, Speicherung und Ausgabe von Daten notwendig ist. Das Anwendungsfeld reicht dabei vom Ersatz klassischer Hardware-Schaltungen bis zur Entwicklung neuartiger Steuerkomplexe. Neben den technischen Kennziffern werden ökonomische Faktoren und Möglichkeiten zur Anpassung an die bestehende Technik den Einsatz des Mikroprozessors in der Vermittlungstechnik beeinflussen.

Einen Vergleich der Kostensituation für verschiedene Technologien ermöglicht Bild 1. Mikroprozessorsysteme verursachen niedrigere Anfangskosten als kundenspezifische LSI-Schaltkreise, weisen jedoch wie diese eine nur geringe Abhängigkeit der Kosten von der Systemkomplexität auf. Sie sind damit sehr gut für viele der in der Vermittlungstechnik vorkommenden Seriengrößen geeignet.

Die Tafel 1 nennt einige der möglichen Anwendungsfälle. Wegen der Leistungsmerkmale heutiger Mikroprozessoren bietet sich vor allem die vermittlungstechnische Peripherie für erste Untersuchungen an. Der Einsatz von Mikrorechnern zur Steuerung ganzer Vermittlungsanlagen setzt grundlegende Überlegungen hinsichtlich der System- und Steuerungsstruktur voraus. Als gesichert gilt heute der Trend zur Dezentralisierung der Steuerung, wobei die einzelnen Steuerfunktionen von dezentralen Steuerwerken ausgeführt werden. Es ist naheliegend, für die Realisierung dieser Steuerwerke Mikroprozessoren einzusetzen. Damit ergeben sich Multiprozessorstrukturen, wie sie in der Rechentechnik bereits bekannt sind. Im Laufe dieser Entwicklung werden Nachrichten- und Rechentechnik, begünstigt durch die gleiche Bauelementebasis, näher zusammenrücken.

Das besondere Problem der Vermittlungstechnik besteht im Gegensatz zur heutigen Rechentechnik darin, mit einem sich außerordentlich schnell verändernden Bauelementespektrum Geräte für eine Einsatzdauer von mehreren Jahrzehnten zu schaffen. Solange die stürmische Entwicklung der Mikroprozessorsysteme noch keine standardisierbaren Lösungen erkennen läßt, werden darum vorrangig kurzlebige oder

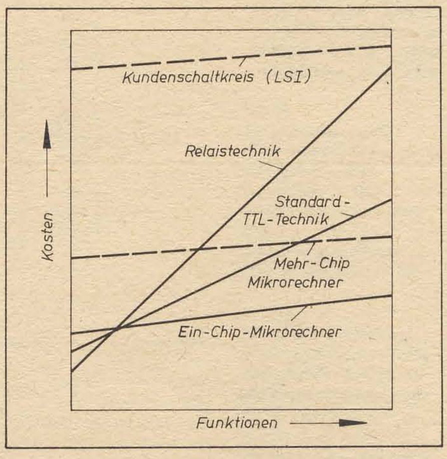


Bild 1: Kosten in Abhängigkeit von der Systemkomplexität bei verschiedenen Technologien

kleinere, in sich geschlossene vermittlungstechnische Einheiten auf Mikroprozessorbasis entstehen. Die folgende Aufzählung einiger aus der Literatur bekanntgewordener Entwicklungen bestätigt dies:

- Zeitimpulsgeber für die Gebührenerfassung [1]
- Hauszentrale [1]
- Telefonkoppelmatrix [3]
- Leitungskonzentrator [4]
- Nebenstellenanlage [5]
- PCM-Vermittlungssystem [6].

Von besonderem volkswirtschaftlichem Nutzen wird der Einsatz von Mikroprozessoren in bestehenden Anlagen zur Modernisierung und Netzoptimierung sein. Nachträglich eingebaute speicherprogrammierte Teilsteuerungen ermöglichen eine höhere Flexibilität des Systems und neue Leistungsmerkmale wie Kurzwahl, die Verhinderung von Verbindungen durch Sperrwerke, spezielle Formen der Gebührenerfassung usw. Zur Netzoptimierung eignen sich insbesondere prozessorgesteuerte Leitungskonzentratoren. Der Aufbau eines solchen Konzentrators wird im ersten der folgenden Anwendungsbeispiele beschrieben.

Tafel 1: Möglichkeiten für den Einsatz von Mikrorechnern in der Vermittlungstechnik

Steuerprozessor
Abtastprozessor
Gesprächsdatenerfassung
Gebührenerfassung
Kurzwahlverfahren
Sammelanschlüsse
Loop-System
Schnittstellenkonverter
Wahlautomat

Mikroprozessorgesteuerter Leitungskonzentrator

Die von den Teilnehmerapparaten zur Vermittlungsstelle führenden Leitungen gehören zu den am schlechtesten ausgenutzten Einrichtungen eines Telefonnetzes. Sie werden durchschnittlich für nur 3 % der zur Verfügung stehenden Zeit belegt. Da ihre Kosten auf Grund des hohen Kupferpreises wesentlichen Anteil an den Gesamtkosten des Netzes haben, ist es naheliegend, Möglichkeiten zur Verbesserung der Leitungsausnutzung zu suchen. Es sind verschiedene Varianten entwickelt worden. Am einfachsten sind die Zweieranschlüsse (Bild 2) zu realisieren. Sie ermöglichen es, jeweils zwei Teilnehmer über nur eine Leitung mit der Vermittlungsstelle zu verbinden. Gleichzeitiges Sprechen beider Teilnehmer ist dabei nicht möglich. Sie können sich folglich auch nicht gegenseitig anrufen. Eine günstigere Lösung stellt der Konzentrator dar. Bild 3 zeigt seinen prinzipiellen Aufbau. Er besteht aus einer amtsseitigen und einer teilnehmerseitigen Konzentratorstufe, die über m Leitungen miteinander verbunden sind. Die teilnehmerseitig und amtsseitig anschließbaren n ($m < n$) Leitungen werden über steuerbare Koppelfelder geführt und

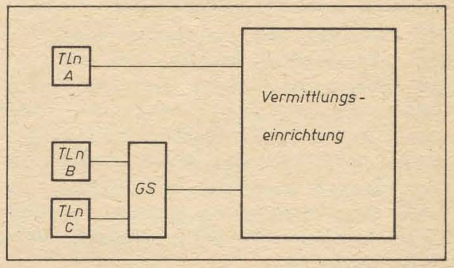


Bild 2: Normalanschluß (A) und Zweieranschluß (B, C). GS = Gabelschaltung

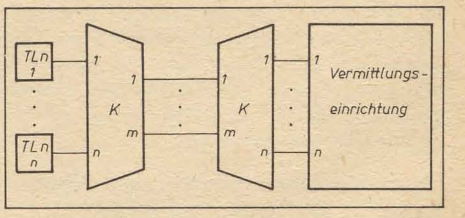


Bild 3: Prinzipieller Aufbau eines Leitungskonzentrators ($m < n$). 1...n: Teilnehmeranschlüsse; 1...m: Verbindungsleitungen

auf die m Verbindungsleitungen konzentriert. Die auftretenden Verkehrsverluste sind bei geeigneter Dimensionierung sehr gering und werden in [4] für m = 16 und n = 96 mit etwa 1 % angegeben.
Die Steuerung der Konzentratorstufen wurde bisher durch relativ umfangreiche, elektromechanische Baugruppen (Relais, Wähler) realisiert. Heute bietet sich der Einsatz von Mikrorechnern zur Lösung der Steuerungsaufgaben an. Es wären damit folgende Vorteile erreichbar:

- Verringerung der Leistungsaufnahme (wichtig bei Fernspeisung)
- geringeres Volumen und geringere Masse
- höhere Flexibilität
- niedrigere Kosten.

Durch Aufnahme geeigneter Prüf- und Fehlerauswertungsroutinen in die Software der Mikrorechner wäre zusätzlich eine Erhöhung der Betriebssicherheit möglich.
Bild 4 zeigt den Aufbau eines für den Anschluß von 96 Teilnehmern vorgesehenen, mikrorechnergesteuerten Konzentrators. Die beiden Konzentratorstufen unterscheiden sich nur unwesentlich voneinander und werden jeweils durch einen Mikrorechner gesteuert. Die Koppelfelder dienen zur Konzentration und Durchschaltung der Sprechadern (a, b). Sie sind über 16 Verbindungsleitungen miteinander verbunden. Der Informationsaustausch zwischen den Mikrorechnern beider Konzentratorstufen erfolgt seriell über eine spezielle Datenleitung. Die erforderlichen Serien-Parallel- bzw. Parallel-Serien-Wandlungen und Pegelanpassungen werden in dafür geeigneten Sende- und Empfangsschaltungen realisiert.
Der teilnehmerseitige Mikrorechner tastet über die Anpaßschaltung (AST) den Schleifenzustand der angeschlossenen Teilnehmerleitungen ab und erkennt an Zustandsänderungen, ob ein Verbindungswunsch oder -ende vorliegt. Bei einem Verbindungswunsch unterrichtet er den amtsseitigen Mikrorechner darüber. Beide Rechner suchen anschließend einen freien Weg zur Verbindung des Teilnehmers mit der Vermittlungseinrichtung und stellen ihn durch entsprechende Ansteuerung der Koppelfelder her. Falls keine Verbindungsleitung frei ist, wird die Anpaßschaltung zum Einspeisen eines Besetzttones veranlaßt.
Informationen, die von amtsseitigen Teilnehmern stammen, werden vom amtsseitigen Mikrorechner durch Abtasten der c-Adern (Signalleitung) erfaßt. An diese Adern wird, falls alle Verbindungsleitungen besetzt sind, auch das Besetztkriterium gelegt. Sobald einer der Mikrorechner das Ende einer Verbindung erkennt, veranlaßt er die Auflösung der entsprechenden Wege im Koppelfeld.
Da die Störfelder und Betriebsspannungsschwankungen in vermittlungstechnischen Einrichtungen beträchtlich sein können, ist es sinnvoll, für den Aufbau der Mikrorechner CMOS-Prozessoren einzusetzen. Dies erleichtert auf Grund des geringen Leistungsverbrauchs von CMOS-Schaltkreisen zusätzlich die Fernspeisung der teilnehmerseitigen Konzentratorstufe.

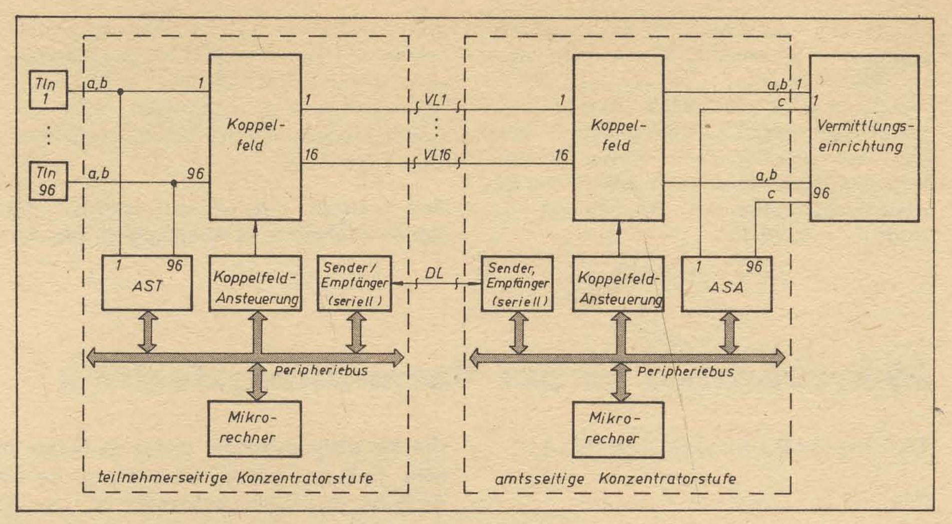


Bild 4:
Hardware-Aufbau eines mikrorechnergesteuerten Leitungskonzentrators 96/16.
Vl = Verbindungsleitung; Dl = Datenleitung; AST = Anpaßschaltung, teilnehmerseitig; ASA = Anpaßschaltung, amtsseitig

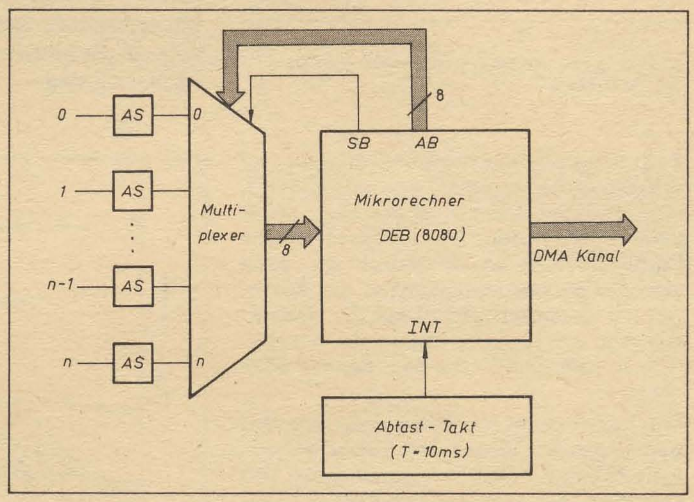


Bild 5:
Blockschaltung des Abtastprozessors.
AB = Adreßbus; SB = Steuerbus; DEB = Dateneingabebus; INT = Unterbrechungseingang; AS = Anpaßschaltung

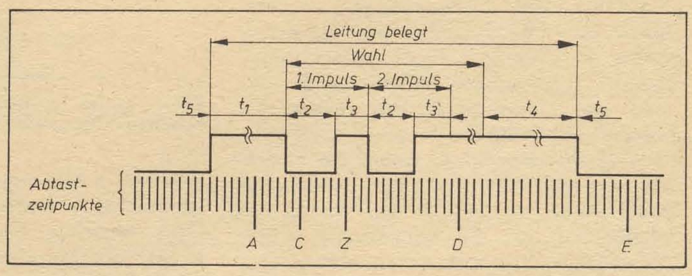


Bild 6:
Darstellung der Wahlphasen und ihrer Abtastung bei Fernsprech-Nummernschalterwahl.
Z = 1-Addition im Impulszähler; t_1 = Zeit zwischen Leitungsbelegung und Wahlbeginn; t_2 = Öffnungszeit des nsi-Kontaktes bei der Impulsgabe; t_3 = Schließzeit des nsi-Kontaktes bei der Impulsgabe; t_4 = Gesprächsdauer; t_5 = Leitung ist frei

Hard- und Softwarestruktur eines Abtastprozessors für Fernsprech-Nummernschalterwahl

Die meisten vermittlungstechnischen Prozesse müssen im Echtzeitbetrieb gesteuert werden. Ein zentraler, damit beauftragter Rechner wird insbesondere durch die notwendige Überwachung der Teilnehmerleitungen und die Aufnahme der Wahlinformationen stark belastet. Es ist darum sinnvoll, diese Aufgaben einem peripheren, hier als Abtastprozessor bezeichneten Mikrorechner zu übertragen. Da die bei der Realisierung eines solchen Abtastprozessors zu lösenden Probleme typisch für den Echtzeitbetrieb von Mikrorechnern sind, soll sein Aufbau näher beschrieben werden. Bild 5 zeigt die entsprechende Blockschaltung.
Im Mikrorechner wurde der CPU-Schaltkreis 8080 eingesetzt. Die zu den Teilnehmerapparaten führenden Leitungsschleifen sind bei aufgelegtem Handapparat geöffnet und werden bei seiner Abnahme geschlossen. Während der Wahl werden durch einen Nummernschalter-Impulskontakt (nsi) Impulsfolgen entsprechend der gewählten Ziffer erzeugt. Die Anpaßschaltungen (AS) setzen die beiden möglichen Leitungszustände (offen oder geschlossen) in die logischen Werte 1 und 0 um. Der Mikrorechner tastet über den Multiplexer und den Daten-Eingabekanal periodisch den Zustand von jeweils acht durch den Adreßkanal ausgewählten Leitungen ab. Er registriert Veränderungen, summiert die empfangenen Impulse auf und speichert die so vorverarbeiteten Informationen in einem Ausgabespeicherbereich ab. Jedem Teilnehmer ist in diesem Speicherbereich ein spezieller Speicherplatz zugeordnet. Der übergeordnete Vermittlungsrechner kann auf diese Speicherplätze durch DMA (direct memory access) zugreifen. Er erhält dabei die folgenden Informationen:

Leitung belegt	(A)
Störung	(B)
Wahlbeginn	(C)
aufsummierte Wahlziffer	(D)
Leitung frei	(E)

Die notwendige Abtastperiode ergibt sich unter Einbeziehung der Toleranzen aus dem Zeitdiagramm des Nummernschalters [2].
Um Störungen durch Software ausblenden zu können, wurde eine Periode von 10 ms

gewählt. Sie ermöglicht, wie Bild 6 zeigt, die mehrmalige Erfassung jeder Wahlphase und wird durch im Abstand von 10 ms eintreffende Unterbrechungsforderungen, die zum Programmstart führen, realisiert. Der im Bild 7 dargestellte Graph beschreibt die Abbildung von Zustandsänderungen auf den Teilnehmerleitungen im Abtastprozessor und die Reaktionen des Prozessors auf diese Änderungen. Die Zustände des Graphen werden in Abhängigkeit vom Abtastwert (Teilnehmerverhalten) durchlaufen. Die Zustandsübergänge erfolgen somit entsprechend der gewählten Abtastperiode alle 10 ms. Der jeweils aktuelle Zustand wird getrennt nach Teilnehmern in einem Zustandsspeicher zwischengespeichert.

Die mit einer Datenausgabe (Abspeicherung im Ausgabespeicher) verbundenen Übergänge sind durch A, B, C, D und E gekennzeichnet. Beim Abheben des Handapparates wird die Leitungsschleife geschlossen, und es erfolgt für den betreffenden Teilnehmer ein Übergang vom Ruhezustand 1 in den Zustand 2. Wenn sicher ist, daß keine Störung für das Verlassen des Ruhezustandes verantwortlich war, wird der Zustand 7 erreicht. Gleichzeitig wird die Meldung „Leitung belegt" (A) im Ausgabespeicherplatz des Teilnehmers notiert. Danach gelangt der Automat in den Zustand 8, in dem er verbleibt, bis die Wahl beginnt. Die Öffnungsphase des Wahlimpulses muß eine Länge von mindestens 40 ms haben, damit sie als solche erkannt wird. Andererseits darf sie, um nicht als Verbindungsende interpretiert zu werden, nicht länger als 80 ms sein. Während der Schließphase des Wahlimpulses, deren Zeitdauer zwischen 30 ms und 50 ms liegen muß, werden in Abhängigkeit von der Toleranz des Nummernschalters die Zustände 17 bis 21 durchlaufen. Beim Übergang vom Zustand 18 zum Zustand 19 wird im Wahlimpulszähler (teilnehmerorientierter Speicherplatz) der Wert 1 notiert. Mit dem Eintreffen weiterer, zur selben Ziffer gehörender Wahlimpulse läuft über die Zustände 23 und 24 dieselbe Zustandsfolge wie beim ersten Wahlimpuls ab. Nach jedem empfangenen Impuls wird der Impulszählerstand um 1 erhöht. Bleibt die Leitungsschleife über den Zustand 21 hinaus geschlossen, so ist die Nummernscheibe abgelaufen, und die aussummierte Wahlziffer wird vom Impulszähler zum Ausgabespeicherplatz transportiert (D). Bis zur Wahl der nächsten Ziffer bzw. dem Auflegen des Handapparates verbleibt der Automat im Zustand 25. Mit dem Zustand 27 ist im Graph eine Möglichkeit zur Störungsunterdrückung durch Software angedeutet.

Das durch den Graph beschriebene Verhalten kann auch in Form einer Automatentabelle dargestellt werden. Sie ordnet jedem Zustand in Abhängigkeit vom Wert der Eingangsvariablen (Abtastwert) einen Folgezustand zu und definiert die mit den Zustandsübergängen verbundenen Ausgabedaten. In abgespeicherter Form stellt die Automatentabelle ein wichtiges Hilfsmittel bei der programmtechnischen Realisierung des gewünschten Prozessorverhaltens dar. Zur Abspeicherung (Tafel 2) wird ein Speicherbereich festgelegt, dessen Adressen durch eine geeignete Verknüpfung der Zustandskodes und Eingabedaten bei Berücksichtigung einer Basisadresse gebildet werden. Unter den Adressen sind die entsprechenden Folgezustände erreichbar. Durch Ändern der Basisadresse lassen sich analog die Ausgabedaten gewinnen. Es ist jedoch häufig programmtechnisch günstiger, die Ausgabedaten genauso wie die Folgezustände zu kodieren, so daß Befehle zum Ändern der Basisadresse entfallen und sich kürzere Programmlaufzeiten ergeben. Von dieser Möglichkeit wird im weiteren Gebrauch gemacht.

Tafel 2: Prinzipieller Aufbau einer abgespeicherten Automatentabelle

ADRESSE			SPEICHER-INHALT
Basisadresse 1	Zustandskode	Kode des Eingangswortes	Folgezustand
Basisadresse 2			Ausgabewort

Bild 7: Graph für eine Abtastperiode von 10 ms (vereinfacht)

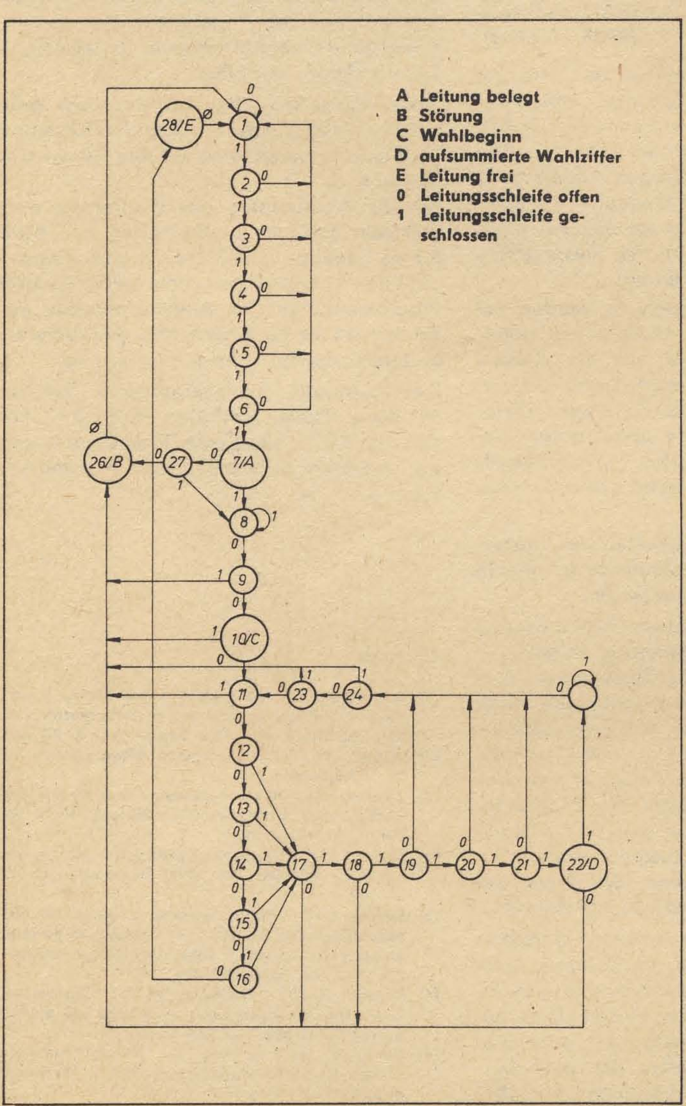
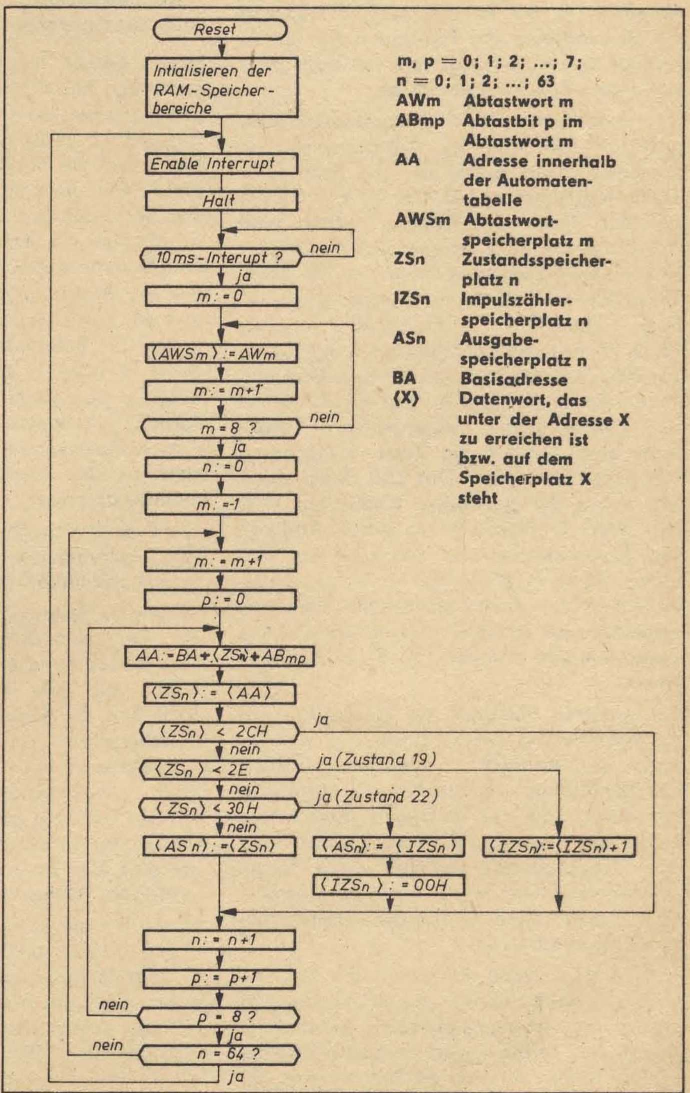


Bild 8: Beschreibung des Prozessorverhaltens durch einen Ablaufplan



Tafel 3: Automatentabelle des Abtastprozessors (entsprechend Bild 7)

Zustand	Abtastbit	Folgezustand	Ausgabe	Zustand	Abtastbit	Folgezustand	Ausgabe
1	0	1	–	15	0	16	–
1	1	2	–	15	1	17	–
2	0	1	–	16	0	28	–
2	1	3	–	16	1	17	–
3	0	1	–	17	0	26	–
3	1	4	–	17	1	18	–
4	0	1	–	18	0	26	–
4	1	5	–	18	1	19	–
5	0	1	–	19	0	24	–
5	1	6	–	19	1	20	–
6	0	1	–	20	0	24	–
6	1	7	–	20	1	21	–
7	0	27	A	21	0	24	–
7	1	8	A	21	1	22	–
8	0	9	–	22	0	26	D
8	1	8	–	22	1	25	D
9	0	10	–	23	0	11	–
9	1	26	–	23	1	26	–
10	0	11	C	24	0	23	–
10	1	26	C	24	1	26	–
11	0	12	–	25	0	24	–
11	1	26	–	25	1	25	–
12	0	13	–	26	0	1	B
12	1	17	–	26	1	1	B
13	0	14	–	27	0	26	–
13	1	17	–	27	1	8	–
14	0	15	–	28	0	1	E
14	1	17	–	28	1	1	E

Tafel 4: Gewählte Zustandskodierung

Zustand	Kode (hexadezimal)
1	00
2	02
3	04
4	06
5	08
6	0A
8	0C
9	0E
11	10
12	12
13	14
14	16
15	18
16	1A
17	1C
18	1E
20	20
21	22
23	24
24	26
25	28
27	2A
19	2C
22	2E
7	30
10	32
26	34
28	36

Tafel 5: Ausschnitt der abgespeicherten Automatentabelle (nur vom Zustand 7 ausgehende Übergänge dargestellt)

ADRESSE	SPEICHERINHALT
A_{15} bis A_8: Basisadresse XX A_7 bis A_0: Zustandskode + Abtastbit	Folgezustandskode
XX 30	2AH
XX 31	0CH

Tafel 3 zeigt die dem zuvor erläuterten Abtastgraphen entsprechende Automatentabelle. Da 28 verschiedene Zustände existieren und bei der Abtastung die Eingangswerte 0 oder 1 auftreten können, umfaßt sie in abgespeicherter Form 56 Speicherplätze. Für die Adressierung innerhalb der Automatentabelle sind somit nur die Adreßbits A_5 bis A_0 erforderlich, während die Basisadresse die Positionen A_{15} bis A_6 festlegt. Ihr Wert hängt vom zur Verfügung stehenden Speicherbereich ab.

Der Befehlssatz des Mikroprozessors 8080 gestattet die indirekte Adressierung von Speicherplätzen, wobei sich die Adresse in einem Registerpaar (⟨B, C⟩; ⟨D, E⟩; ⟨H, L⟩) befindet. Jedes der Register enthält acht Adreßbits. Da die Automatentabelle im hier betrachteten Fall nicht mehr als 256 Speicherplätze umfaßt, kann das die höherwertigen Adreßbits enthaltende Register (B, D, H) fest mit den Positionen A_{15} bis A_8 der Basisadresse geladen werden. Die restlichen Basisadreßbits A_7 und A_6 werden in den Zustandskode aufgenommen. Tafel 4 zeigt eine der für die Zustandskodierung möglichen Varianten. Das LSB (least significant bit) der gewählten Kodes hat stets den Wert 0. Damit ist es durch Addition von Zustandskode und Abtastbit auf einfache Weise möglich, das zur Adressierung innerhalb der Automatentabelle dienende niederwertige Adreßbyte zu bilden und das entsprechende Register (C, E, L) damit zu laden.

Ein weiteres Merkmal der gewählten Zustandskodierung besteht darin, daß den mit einer Datenausgabe oder Impulszählerstandserhöhung verbundenen Zuständen die Kodes mit den höchsten Binärwerten zugewiesen wurden. Dies gestattet es, bei der Programmabarbeitung durch einen „Größer-als"-Test festzustellen, ob eine Datenausgabe oder Impulszählerstandserhöhung erforderlich ist.

Tafel 5 zeigt einen Ausschnitt der bei Verwendung der gewählten Zustandskodes entstehenden abgespeicherten Automatentabelle. Im weiteren wird die Software eines für die Bedienung von 64 Teilnehmern vorgesehenen Abtastprozessors näher vorgestellt.

Mit Ausnahme des Programmspeichers sind die folgenden Speicherbereiche notwendig:

Automatentabelle	(ROM, 56 Bytes)
Zustandsspeicher	(RAM, 64 Bytes)
Impulszähler	(RAM, 64 Bytes)
Ausgabespeicher	(RAM, 64 Bytes)
Abtastwortspeicher	(RAM, 8 Bytes).

Jedem der 64 Teilnehmer ist im Zustandsspeicher, Impulszählerspeicher und Ausgabespeicher jeweils ein Speicherplatz fest zugeordnet. Es ist programmtechnisch günstig, wenn die niederwertigen Adreßbits A_7 bis A_0 den Teilnehmer eindeutig festlegen und nur durch Änderung des höherwertigen Adreßbytes die Auswahl des entsprechenden Speicherbereiches erfolgt.

Bei der Programmabarbeitung werden zuerst die Zustände aller 64 Leitungen abgetastet (IN-Befehle). Da nur die Abtastwerte 0 oder 1 existieren, kann dies in Gruppen von jeweils acht Leitungen (Byte-Format) geschehen. Die dabei aufgenommenen Abtastworte werden im Abtastwortspeicher, der folglich acht Speicherplätze umfaßt, abgelegt.

Bild 8 zeigt den das Verhalten des Prozessors beschreibenden Ablaufplan für die in Tafel 4 gewählten Zustandskodes.

Nach dem Systemrücksetzen (Reset) werden die benutzten RAM-Bereiche initialisiert. Dies bedeutet, daß alle Zustandsspeicherplätze mit dem Ruhezustandskode (hier 00H) und die Ausgabe- und Impulszählerspeicherplätze mit 00H geladen werden. Anschließend führt der Prozessor den Unterbrechungsfreigabebefehl (EI, Enable Interrupt) aus und geht in den Halt-Zustand (HLT) über. In diesem Zustand verbleibt er, bis eine der periodischen, das Programm startenden 10-ms-Unterbrechung eintrifft.

Nach Eintreffen einer solchen Unterbrechung werden zunächst die Zustände aller 64 Teilnehmerleitungen in Gruppen von jeweils acht Leitungen abgetastet. Dies geschieht durch Ausführung von acht Eingabebefehlen (IN). Jeder der acht Leitungsgruppen ist eine bestimmte Eingabeadresse zugeordnet. Diese Adresse wird vom Prozessor bei Ausführung des IN-Befehls über den Adreßbus ausgesandt und muß im 2. Byte des Befehls spezifiziert sein. Aus Gründen der Speicherplatzeinsparung ist es sinnvoll, alle acht Leitungsgruppen zyklisch durch denselben IN-Befehl abzutasten. Dafür muß das die jeweilige Adresse angebende 2. Byte modifizierbar sein. Das läßt sich erreichen, wenn der IN-Befehl als kurzes Unterprogramm im RAM abgespeichert wird. Der Aufruf bzw. das Verlassen dieses Unterprogramms ist durch CALL- bzw. RETURN-Befehle möglich. Die Kodes der zum Unterprogramm gehörenden Befehle (IN, RETURN) müssen selbstverständlich nach Einschalten des Systems ebenso wie die zuvor erwähnten Speicherbereiche initialisiert werden.

Nachdem die Abtastwerte aller 64 Leitungen im Abtastwortspeicher notiert sind, werden die gewonnenen Daten entsprechend dem Ablaufplan leitungsseriell ausgewertet. Alle Entscheidungen über Datenausgaben und erforderliche Änderungen der Impulszählerstände werden anhand der jeweiligen Zustandskodes getroffen.

Nach Auswerten aller 64 Abtastbits geht der Prozessor erneut in den Halt-Zustand über und erwartet eine weitere 10-ms-Unterbrechung.

Für die Abarbeitung des Programms werden vom 8080 im ungünstigsten Fall etwa 6,7 ms benötigt. Damit stehen dem übergeordneten Vermittlungsrechner zwischen zwei Programmläufen des Abtastprozessors garantiert 3,3 ms zur Übernahme der vorverarbeiteten Informationen zur Verfügung.

Der gesamte Speicheraufwand beträgt 391 Bytes. Davon entfallen etwa 50 % auf das im ROM abgelegte Programm sowie die ebenfalls dort befindliche Automatentabelle.

Literatur

[1] Zaugg, J.: Mikroprozessoren als Ersatz klassischer Hardware in kleinen Teilnehmeranlagen. Bull. ASE/UCS 67 (1976) September, S. 978–981

[2] Winter, W.: Abtastprozessor. Diplomarbeit an der TU Dresden 1976

[3] Gutmann, J.: Mikroprozessorgesteuerte elektronische Telefonkoppelmatrix. Vortrag MPU Seminar, Nov./Dez. 1976

[4] Stutz, R.: Mikroprozessorgesteuerter Konzentrator. Bull. ASE/UCS 67 (1976) September, S. 982 bis 987

[5] Siebel, H.-D.: Neue technische Wege für Nebenstellenanlagen SEL – Fernsprech-Vermittlungssystem UNIMAT 4080. nachrichten elektronik (1978) H. 12, S. 393–396

[6] Pitroda, S. G.; Fechalos, W. A.; Stehmann, C. J.: The Microprocessor controlled 580 digital Switching System. ISS 1976 Kyoto

[7] Cimander, W.; Winter, W.: Mikroprozessoren in der Fernsprechvermittlungstechnik. Fernmeldetechnik 18 (1978) H. 1, S. 4–8

Moderne Stromversorgungstechnik 1

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Unsere neue Fortsetzungsreihe wird sich mit Problemen der Stromversorgungstechnik beschäftigen. Die Anwendung linearer integrierter Schaltungen ermöglicht gerade auf diesem Gebiet neue und elegante Konzeptionen, mit deren Hilfe die technischen Parameter der Schaltung wesentlich verbessert werden. Folgende Themen sollen behandelt werden:
Eigenschaften stabilisierter Netzgeräte; Entwicklungsstand, Tendenzen; Prinzipschaltungen; Realisierung mit diskreten Bauelementen; Anwendung von integrierten Schaltungen; Einsatz von integrierten Festspannungsreglern; Schaltregler mit und ohne Netztransformator; Einsatz von V-MOSFETs und anderen neuartigen Bauelementen; Probleme der Funkentstörung; thermische Probleme, Sonstiges.
Unsere Reihe ist eine Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TH Karl-Marx-Stadt.

Der umfassende Einsatz integrierter Schaltungen sowie deren ständig wachsende Miniaturisierung und Komplexität führen immer mehr dazu, daß Volumen, Masse und Wirkungsgrad kleiner und mittlerer elektronischer Geräte von deren Stromversorgung bestimmt werden. Neben diesen Faktoren sind auch die Anforderungen an die Qualität der Stromversorgung, z. B. hinsichtlich der Zuverlässigkeit, gestiegen. Herkömmliche Schaltungen mit vorwiegend diskreten Bauelementen können diesen Forderungen zumeist nicht mehr nachkommen.

Moderne elektronische Geräte benötigen, bedingt durch technologische und konstruktive Umstände, oft auch verschiedene Betriebsspannungen, zum Teil noch mit unterschiedlicher Polarität. Die Realisierung derartiger Stromversorgungen war und ist sehr aufwendig.

Mit dem ständig zunehmenden Aufkommen moderner Bauelemente der Mikroelektronik und vor allem durch die laufende Entwicklung neuer Herstellungstechnologien werden die Anforderungen an deren Stromversorgungen immer vielfältiger.

Neben der Stromversorgung für die moderne Mikroelektronik sei noch allgemeine Elektronik genannt. Elektronische Einrichtungen, die mit Halbleiterbauelementen ausgerüstet sind, stellen für die Stromversorgung eine so niederohmige Belastung dar, daß deren Größe in die Nähe des Innenwiderstandes üblicher Netzteile kommt. Daraus resultieren starke lastabhängige Schwankungen der gleichgerichteten Spannung. Es ist deshalb erforderlich, besondere Stromversorgungsbausteine für relativ niedrige Spannungen und hohe Ströme, d. h. mit besonders kleinen Innenwiderständen, zu entwickeln.

Diese nicht vollständige Aufzählung aller Forderungen an moderne Stromversorgungen und deren Besonderheiten lassen erkennen, daß sich die Problematik nicht etwa mit einem „Einheitsmodul" lösen läßt. In den weiteren Ausführungen wird deshalb besonders auf spezielle Lösungen für ausgesuchte Probleme eingegangen.

Einen Ausweg zeigen moderne Stromversorgungen, die mit integrierten Schaltungen realisiert werden. Der Einsatz von integrierten Schaltungen und das Vorhandensein anderer, neuartiger Halbleiterbauelemente gestatten aber auch völlig neue Lösungskonzeptionen für Netzgeräte. Charakteristisch dafür sind die Schaltregler, wobei Ausführungen mit und ohne Netztransformator zum Einsatz gelangen. Für elektronische Einrichtungen, die verschiedene Versorgungsspannungen benötigen (z. B. Mikroprozessorsysteme), sind diese geradezu prädestiniert.

Der Schwerpunkt dieser Fortsetzungsreihe wird deshalb beim Einsatz von integrierten Schaltungen und bei neuen Schaltungskonzeptionen liegen. Wie noch gezeigt wird, haben aber auch herkömmliche Konzepte in diskreter Schaltungstechnik für bestimmte Anwendungen ihre volle Berechtigung. Es wäre deshalb nicht gerechtfertigt, diese Schaltungen aus den Betrachtungen auszuklammern. Wie nachgewiesen wird, sind selbst bei der einfachen Z-Diodenstabilisierung die dabei auftretenden Besonderheiten nicht zu vernachlässigen.

Eine Analyse von über 300 Literaturstellen zur Problematik der Stromversorgung und ihrer Randprobleme zeigt, daß keineswegs einheitliche und theoretisch exakt fundierte Auffassungen bestehen. Neben extrem theoretischen Betrachtungen ohne Bezug auf Realisierungsmöglichkeiten existieren viele Schaltungsvorschläge ohne jegliche theoretische Rechtfertigung. Es soll deshalb versucht werden, sowohl die Theorie als auch die Praxis der Stromversorgung zu ordnen und für praktische Anwendungen aufzubereiten.

1. Übersicht

1.1. Charakteristika stabilisierter Netzgeräte

Ein stabilisiertes Netzgerät soll eine von äußeren und inneren Einflüssen weitgehendst unabhängige Ausgangsspannung liefern, deren Größe im konkreten Fall definiert festgelegt werden kann. Zur Realisierung dieser Forderung muß der Innenwiderstand derartiger Geräte wesentlich kleiner als deren Lastwiderstand sein. Im Idealfall wird der Innenwiderstand zu null. Für bestimmte Anwendungen ist auch ein negativer Widerstand von Vorteil. Dabei steigt die Ausgangsspannung mit zunehmender Belastung an.

Die Stabilisierung wird im allgemeinen für verschiedene Forderungen ausgelegt:

- Konstanthalten der Ausgangsspannung bei Laständerungen
- Konstanthalten der Ausgangsspannung bei Eingangsspannungsänderungen
- Ausregeln der Brummspannung (Welligkeit)
- Kompensation von Umwelteinflüssen (z. B. Temperatur).

Diese Faktoren werden gemeinsam auftreten, so daß ein stabilisiertes Netzgerät im Normalfall alle Forderungen in Abhängigkeit vom konkreten Anwendungsfall mehr oder weniger erfüllen muß.

Zur Charakterisierung eines stabilisierten Netzgerätes sind in der Literatur sehr verschiedene Begriffe gebräuchlich. Es ist deshalb erforderlich, die hier verwendeten Begriffe zu definieren. Als wesentliche Merkmale eines stabilisierten Netzgerätes können folgende Faktoren angesehen werden:

- Stabilisierungsfaktor
- Innenwiderstand
- Temperaturkoeffizent
- Zeitverhalten.

Die Reihenfolge dieser Faktoren stellt keine Wertigkeit dar. Mathematisch lassen sich diese Faktoren sehr einfach erfassen. Die stabilisierte Ausgangsspannung ist danach eine Funktion von vier unabhängigen Variablen:

$$U_a = f(U_e, I_a, \vartheta, t)$$

Veränderungen einer oder mehrerer Variablen rufen eine entsprechende Änderung der Ausgangsspannung hervor. Kleine Änderungen lassen sich durch Differentialquotienten ausdrücken. Dabei ergibt sich die folgende Beziehung:

$$dU_a = \frac{\partial U_a}{\partial U_e} dU_e + \frac{\partial U_a}{\partial I_a} dI_a + \frac{\partial U_a}{\partial T} dT + \frac{\partial U_a}{\partial t} dt$$

Die einzelnen Differentialquotienten repräsentieren darin bestimmte Begriffe, die im wesentlichen mit den Merkmalen stabilisierter Netzgeräte übereinstimmen:

$$\frac{\partial U_a}{\partial U_e} = s = \text{dynamischer Koeffizient der Spannungsübertragung}$$

$$\frac{\partial U_a}{\partial I_a} = r_i = \text{dynamischer Innenwiderstand des Stabilisators}$$

$$\frac{\partial U_a}{\partial T} = \Theta = \text{Temperaturkoeffizient des Stabilisators}$$

$$\frac{\partial U_a}{\partial t} = \vartheta = \text{zeitabhängige Spannungsdrift, nicht umkehrbar}$$

Jeder einzelne Koeffizient charakterisiert das Verhalten der Anordnung, bezogen auf die jeweilige Einflußgröße. Sind die Ableitungen null, so bedeutet das eine Unempfindlichkeit gegenüber den betreffenden Faktoren. Ein Stabilisator, der sich bezüglich aller Einflüsse invariant verhält, wird als idealer Stabilisator bezeichnet. Die Vorzeichen der Differentialquotienten drücken aus, in welcher Richtung die Stabilisierungsgröße wirkt. Für positive Vorzeichen befindet sich die Stabilisierungsgröße in Phase mit den Einflußfaktoren, für negative Vorzeichen demzufolge in Gegenphase. Zwei Beispiele sollen zur Erläuterung dienen. So ist bei der üblichen Spannungsstabilisierung der dynamische Koeffizient der Spannungsübertragung positiv. Das bedeutet, daß mit wachsender Eingangsspannung auch die Ausgangsspannung, selbstverständlich in geringerem Maße, ansteigt. Der Innenwiderstand ist im allgemeinen positiv. Daraus resultiert ein Abfall der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom steigenden Ausgangsstrom (Laststrom).

Es sind deshalb Anordnungen anzustreben, bei denen die einzelnen Differentialquotienten untereinander verschiedene Vorzeichen aufweisen. Durch entsprechende Auslegung läßt sich erreichen, daß das Ergebnis der Beziehung annähernd null wird.

Die Differentiale dieser Beziehung lassen sich auch durch kleine Änderungen ausdrücken. Dabei ergibt sich:

$$\Delta U_a = s\Delta U_e + r_i\Delta I_a + \Theta\Delta T + \vartheta\Delta t$$

Der Faktor s drückt aus, welcher Teil einer Änderung der Eingangsspannung durch den Stabilisator zur Ausgangsspannung gelangt. In der Praxis hat sich der zu s reziproke Stabilisierungsfaktor S eingebürgert. Dabei werden anstelle der absoluten die relativen Spannungsänderungen eingeführt:

$$S = \frac{\frac{\Delta U_e}{U_e}}{\frac{\Delta U_a}{U_a}} = \frac{d_e U}{U_e} \frac{U_a}{dU_a} = \frac{\Delta U_e \text{ in } \%}{\Delta U_a \text{ in } \%}$$

Je größer S ist, desto besser ist die stabilisierende Wirkung der Anordnung. Eine Änderung der Eingangsspannung wird, um den Faktor S abgeschwächt, auf die Ausgangsspannung übertragen. Der Temperaturkoeffizient Θ des Stabilisators erfaßt die temperaturabhängigen Änderungen der Bauelemente des Stabilisators. So ändert sich z. B. die Referenzspannung bei Temperaturänderungen, und übliche Widerstände verändern ebenfalls ihre Kennwerte. Kennlinien von Transistoren und Dioden sind im allgemeinen auch temperaturabhängig. Durch entsprechende Auswahl der Bauelemente und geeignete Schaltungen läßt sich der Temperaturkoeffizient in gewissem Umfange beeinflussen. ϑ charakterisiert die zeitabhängige Spannungsdrift. Da diese im wesentlichen durch die Alterung der Bauelemente hervorgerufen wird, ist eine Beeinflussung nur durch periodische Korrektur der Sollwerte möglich. Im Normalfall wird mit einem Einsteller die Ausgangsspannung auf ihren Sollwert gebracht.

Aus den bisherigen Betrachtungen ist erkennbar, daß die Charakteristika stabilisierter Netzgeräte fast ausschließlich vom schaltungstechnischen Aufwand bestimmt werden. Schaltungen für geringe Anforderungen verwenden zur Stabilisierung nichtlineare Bauelemente wie Glimmstabilisatoren (veraltet), Z-Dioden, Varistoren, Thermistoren o. a. pn-Übergänge.

Bei einer Änderung von Spannung, Strom oder Temperatur werden diese Bauelemente unmittelbar so beeinflußt, daß der Stabilisierungsfaktor $S > 1$ wird. Auf Grund der nachteiligen Eigenschaften von Schaltungen mit derartigen Bauelementen wie nicht veränderliche Ausgangsspannung, niedriger Laststrom, große Temperaturdrift u. a. sind ihre Anwendungsgebiete sehr begrenzt.

Diese Anordnungen weisen keine Regelwirkung auf. Es handelt sich dabei um Steuerketten. Charakteristisch dafür ist, daß der Ausgangswert nur von der Eingangsgröße über ein Übertragungsglied beeinflußt werden kann. Die Ausgangsgröße kann innerhalb der Anordnung nicht auf die Eingangsgröße bzw. auf das Übertragungsglied zurückwirken. Der Einfluß des Übertragungsgliedes kann nicht kontrolliert werden. Bild 1 zeigt das Prinzip einer einfachen Stabilisierungsanordnung. Diese Anordnung hat gemäß den Erläuterungen nur eine Steuer- und keine Regelwirkung. Es ist leicht einzusehen, daß damit höchstens zwei Einflußgrößen, im allgemeinen ΔU_e und ΔT, beeinflußbar sind. Im konkreten Fall verändert sich das Stellglied im Bild 1 bei einer Änderung von U_e (Quelle) so, daß U_a (Spannung an der Last) einer geringeren Änderung ausgesetzt wird.

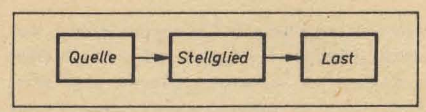


Bild 1: Schema einfacher Stabilisierungsanordnungen

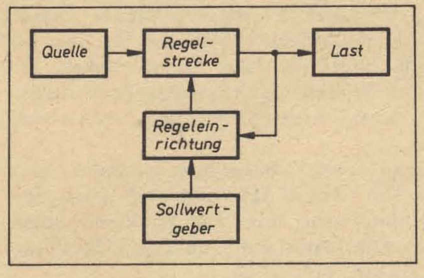


Bild 2: Schema eines geregelten Netzgerätes

Um den Einfluß aller störenden Einflußgrößen (Eingangsspannungsschwankungen, Laststromänderungen und Änderungen der Umgebungstemperaturen) zu eleminieren, sind entsprechende Regelschaltungen erforderlich. Im Bild 2 ist das Schema eines geregelten Netzgerätes dargestellt. Die Regeleinrichtung mißt den Istwert der Ausgangsspannung, vergleicht diesen mit dem Sollwert und gibt bei Abweichungen vom Sollwert ein entsprechendes Signal (Regelgröße) an die Regelstrecke. Die Regelstrecke (z. B. ein veränderlicher Widerstand) wird so lange verändert, bis der Istwert gleich dem Sollwert ist. Die zu erreichenden Ergebnisse (Schnelligkeit, Genauigkeit) hängen vom schaltungstechnischen Aufwand ab.

In der Regeleinrichtung werden fast ausnahmslos rückgekoppelte Verstärker eingesetzt. Unter Rückkopplung wird eine Schaltung verstanden, bei der ein Teil der Ausgangsspannung zum Eingang zurückgeführt wird. Ist diese rückgekoppelte Spannung gleichphasig zur Eingangsspannung, so ergibt sich eine positive Rückkopplung oder Mitkopplung, und bei gegenphasiger Spannung entsteht eine negative Rückkopplung oder Gegenkopplung. Für den Verstärker in stabilisierten Netzgeräten bedeutet Mitkopplung eine Aufwärts- und Gegenkopplung eine Abwärtsregelung der Ausgangsspannung.

Der angestrebte niedrige Innenwiderstand geregelter Netzgeräte kann schon bei mittlerem Aufwand gegen null gehen. Dieser Umstand erfordert spezielle Einrichtungen zum Schutz des Netzgerätes und/oder der Verbraucher gegenüber Kurzschluß oder Überlast. Übliche Schmelzsicherungen entsprechen mit ihren Zeitkonstanten nicht den Anforderungen, so daß elektronische Einrichtungen erforderlich sind.

1.2. Entwicklungsstand und Tendenzen

Allen elektronischen Einrichtungen gemeinsam ist die erforderliche Bereitstellung entsprechender Betriebsspannungen. Charakteristisch ist dabei die ständige Veränderung der Forderungen an die Stromversorgung. Diese hängt vor allem von den zu versorgenden Bauelementen und deren Technologie ab.

In der Vergangenheit spielte die Stromversorgung meist nur eine untergeordnete Rolle, da die Forderungen nicht sehr hoch waren. Besonders Masse und Volumen der Stromversorgung waren nur von geringem Einfluß auf die Geräte.

Besondere Entwicklungsetappen stehen mit der Entwicklung der Bauelemente in engem Zusammenhang. Ein Vergleich Röhre – Transistor – integrierte Schaltung zeigt, daß sich besonders das Verhältnis von Betriebsspannung zu Stromverbrauch bei fast allen Einsatzbereichen wesentlich verkleinert hat. Der dabei ständig steigende Strombedarf verringert den Wirkungsgrad üblicher Stromversorgungen, da dieser im wesentlichen vom Ausgangsstrom und den relativ niedrigen Ausgangsspannungen bestimmt wird.

Mit dem zunehmenden Einsatz integrierter Schaltungen steigt die Zuverlässigkeit elektronischer Einrichtungen. Bei diskret aufgebauten Stromversorgungen kann die Zuverlässigkeit nur mit erhöhtem Aufwand gewährleistet werden. Der Einsatz von integrierten Schaltungen in der Stromversorgung brachte eine wesentliche Verbesserung. Ein weiteres Problem ist die Wärmeentwicklung in den Kühlkörpern der Leistungsbauelemente. Durch die Entwicklung moderner, bipolarer Leistungstransistoren mit kleiner Sättigungsspannung (Stand der Technik sind etwa 0,7...1 V bei 10 A) konnte die Verlustleistung zwar verringert werden, das Ergebnis befriedigte aber noch nicht.

Eine weitere Verringerung der Verluste konnte durch die Einführung des Schaltbetriebes des Stellgliedes erreicht werden. Die Reduzierung der Verluste auf etwa ein Drittel stellt einen gewissen Erfolg dar. Der Schaltbetrieb bringt aber einige Nachteile mit sich, wie aufwendigere Ansteuerung, zusätzliche Speicherelemente (Drossel, Kondensator) und Bauelemente zur Funkentstörung. Die Schaltfrequenzen derartiger Regler liegen gegenwärtig zwischen 16 kHz (oberhalb der Hörfrequenz) und etwa 50 kHz. Die obere Grenze wird durch die dabei steigenden Umschaltverluste der Leistungstransistoren begrenzt. Es bereitet zur Zeit auch noch Schwierigkeiten, geeignete Kondensatoren zur ausgangsseitigen Siebung zu realisieren. Bei üblichen Elektrolytkondensatoren überwiegt der induktive Anteil des Wickels, und die Verluste im Kondensator übersteigen die zulässigen Werte.

Ein weiterer Lösungsweg, der sich gerade in der Gegenwart abzeichnet, ist der Einsatz von Leistungs-Feldeffekttransistoren als Stellglied. Besonders V-MOSFETs ergeben eine weitere Verringerung der Verlustleistung über den Transistor als Stellglied. 4...5 VA bei 10 A sind erreichbar. Da die Ansteuerung von V-MOSFETs mit einigen Nanoampere erfolgt, ergeben sich auch einfachere Regelschaltungen. Schaltregler mit V-MOSFETs gestatten einen problemlosen Betrieb bei Frequenzen bis etwa 500 kHz. Dabei vereinfacht sich die ausgangsseitige Beschaltung zur Siebung, und die Funkentstörung wird weniger aufwendig.

Mit der Entwicklung moderner Hochspannungsschalttransistoren ist es möglich, netztransformatorlose Schaltregler zu realisieren. Dadurch gelingt es, den meist massebestimmenden Netztransformator einzusparen. Bei geforderter Netztrennung ist zwar noch ein Übertrager erforderlich, der aber auf Grund der Schaltfrequenzen von über 16 kHz wesentlich kleiner wird. Als Beispiel sei genannt, daß ein EE-42-Ferritkern dabei die gleiche Leistung übertragen kann, wie ein M-102b-Kern aus Dynamoblech. Darüber hinaus entsteht eine nicht unerhebliche Kupfereinsparung. Nachteilig ist der erhöhte Aufwand in der Ansteuerschaltung. Aber auch dafür stehen bereits spezielle integrierte Schaltungen zur Verfügung.

Es ist abzusehen, daß V-MOSFETs für höhere Spannungen ($U_{DS} \geq 600$ V) bald zur Verfügung stehen. Damit wären ideale Voraussetzungen gegeben, optimale und dem Stand der Technik entsprechende Stromversorgungen zu realisieren.

Neben der Entwicklung moderner Schaltregler sind auch auf dem Gebiet der konventionellen, stetig geregelten Stromversorgungen große Fortschritte erreicht worden. Besonders die integrierten Festspannungsregler erlauben günstige Lösungen. Integrierte Festspannungsregler sind eine Kombination aus integrierter Ansteuerschaltung und Leistungstransistor in einem Gehäuse.

Einen wesentlichen Einfluß auf die Auswahl der verschiedenen Realisierungsmöglichkeiten hat die zu versorgende Einrichtung. Für kleine Konfigurationen mit TTL-IS wären z. B. integrierte Festspannungsregler geeignet. Größere Geräte könnten mit Schaltreglern versorgt werden. Bei verschiedenen Betriebsspannungen hat in der Regel der netztransformatorlose Schaltregler, ausgeführt als Sperrwandler, die größten Vorteile. Die Versorgung von Schaltungen, die mit CMOS-IS realisiert wurden, wird oftmals überschätzt. Hier genügen in den meisten Fällen einfache, mit Z-Dioden stabilisierte Stromversorgungen. Es sollte auch in jedem Fall genau geprüft werden, ob übertriebene Toleranzforderungen an die Versorgungsspannungen bei modernen Bauelementen noch gerechtfertigt sind. Digitale Schaltkreise gestatten eigentlich sehr große Toleranzen, ohne daß die Funktionstüchtigkeit leidet.

Eine Auswahl der richtigen Stromversorgung ist demnach von verschiedenen Kriterien abhängig. Folgende Aspekte sollten bei der Auswahl Berücksichtigung finden, wobei die Reihenfolge keine Wertigkeit darstellt:

- Leistungsbedarf
- geforderte Toleranzen der Betriebsspannung
- konstante oder veränderliche Last
- Anzahl der benötigten Betriebsspannungen
- verfügbares Volumen
- Forderungen hinsichtlich der Masse
- Kostenfragen
- Zuverlässigkeitsforderungen
- Toleranzen von Netzspannung oder Batterie
- Verhalten von Lastsprüngen
- zulässiger Brummspannungsanteil
- Forderungen an eine Funkentstörung
- Wechsel- oder Allstrombetrieb
- Frequenz der Netzspannung (für Exportgeräte)
- Umweltbedingungen
- zur Verfügung stehende Bauelemente.

Es ist leicht zu erkennen, daß sich einige Aspekte widersprechen und andere sich ergänzen. Vor jeder Entscheidung sind deshalb die Vor- und Nachteile sehr sorgfältig abzuwägen, um technisch und ökonomisch optimale Lösungen zu erreichen.

1.3. Prinzipschaltungen stabilisierter Netzgeräte

Stabilisierte Netzgeräte lassen sich in zwei grundsätzliche Varianten einteilen, die sich hinsichtlich der Art der Regelung unterscheiden. So werden Schaltungen mit stetiger Regelung und Schaltungen mit nichtstetiger Regelung verwendet. Letztere werden auch als geschaltete Regler bezeichnet. In Anlehnung an die Grundbegriffe der Regelungstechnik [3] werden zunächst die prinzipiellen Anordnungen und Definitionen der einzelnen Baugruppen erläutert. Diese Anordnungen berücksichtigen zunächst nicht die unterschiedlichen Arten der Regelung. Die Ausführungen gelten sowohl für stetige Regler als auch für geschaltete Regler.

1.3.1. Prinzipschaltungen

Bild 3 zeigt die Prinzipschaltung einer elektronischen Spannungsregelung [4]. Die Regelstrecke wird zwischen Quelle und Last geschaltet. Da die Ausgangsspannung konstantgehalten werden soll, wird vom Istwert der Ausgangsspannung die Regelgröße x abgenommen und dem Vergleicher zugeführt. Vom Normal (Referenzspannungsquelle) über den Sollwerteinsteller kommt der Sollwert x_S (Führungsgröße) ebenfalls zum Vergleicher. Die Differenz aus Istwert und Sollwert, die Abweichung x_W, gelangt zum Verstärker und weiter als Stellgröße y zur Regelstrecke.

Im Regelkreis können verschiedene Störgrößen z auftreten,

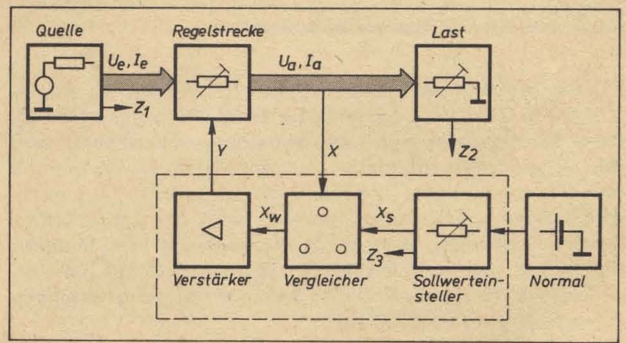


Bild 3: Blockschaltbild einer elektronischen Spannungsregelung

die dem Regelablauf entgegenwirken. So entsteht z_1 bei Änderung der Eingangsspannung (z. B. durch Netzspannungsschwankungen). Bei einer Änderung des Laststromes tritt z_2 auf. Prinzipiell können noch weitere Störungen, abhängig vom Aufbau der Regelschaltung, zur Wirkung kommen. Alle Störgrößen durchlaufen den Signalweg $x - x_W - y$ und werden dabei mehr oder weniger kompensiert (vermindert). Eine Ausnahme bildet z_3. Diese Störung, hervorgerufen durch Änderungen im Normal bzw. im Sollwerteinsteller, ist Bestandteil der Führungsgröße und kann nicht durch die Anordnung beeinflußt werden. Die Qualität eines Regelkreises, im vorliegenden Fall die Genauigkeit einer Spannungsstabilisierung, kann deshalb nur so gut sein, wie es die Qualität der Führungsgröße, das entspricht hier der Konstanz des Normals bzw. der Referenzspannungsquelle, zuläßt.

Es gibt verschiedene Möglichkeiten, die Störungen z_1 und z_2 im Regelkreis zu berücksichtigen. Derartige Schaltungen werden als Störwertaufschaltung bezeichnet.

In Abhängigkeit von der Anordnung der Regelstrecke lassen sich Serien- und Parallelregler unterscheiden. Eine Schaltung, bei der sich die Regelstrecke im Längszweig (im Energieweg Quelle – Last) befindet, wird als Serien- oder Längsregler bezeichnet. Bild 4 zeigt das Prinzip. Hier stellt die Regelstrecke einen veränderlichen Widerstand dar. Je nach der gewünschten Ausgangsspannung, in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom, wird dieser Widerstand durch die Regeleinrichtung entsprechend beeinflußt. Wie aus der Schaltung ersichtlich ist, dient als veränderlicher Widerstand ein Transistor in Kollektorschaltung (Emitterfolger). Es ist auch zu erkennen, wie die reale Schaltung vom Blockschaltbild (s. Bild 3) abweicht.

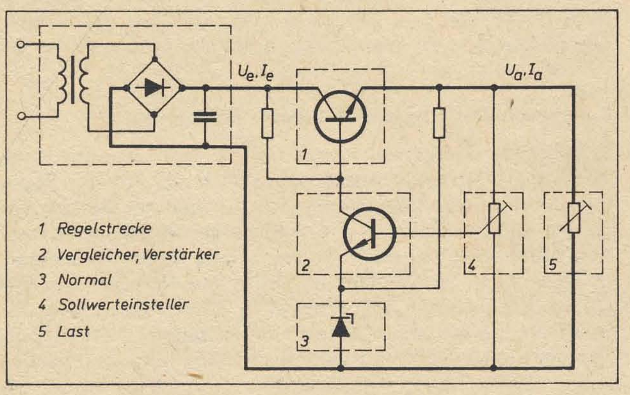


Bild 4: Schaltung mit Regelstrecke im Längszweig

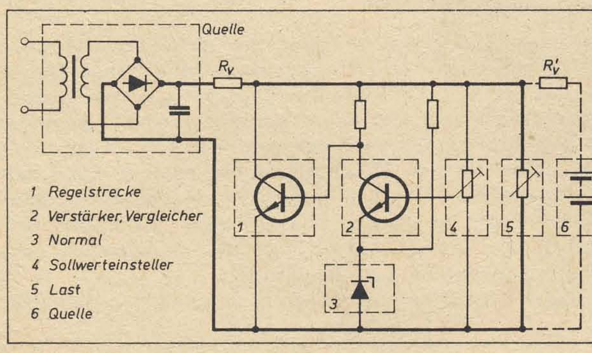


Bild 5: Schaltung mit Regelstrecke im Querzweig

Für bestimmte Anwendungen ist es zweckmäßig, die Regelstrecke im Querzweig (parallel zur Last) anzuordnen (Bild 5). Beim Parallelregler (auch als Shuntregler bezeichnet) wird die Regelstrecke ebenfalls als veränderlicher Widerstand eingesetzt, aber nicht in Reihe, sondern parallel zur Last. In Abhängigkeit vom Ausgangsstrom und der gewünschten Ausgangsspannung wird durch Veränderung des Innenwiderstandes der Regelstrecke der Spannungsabfall am Vorwiderstand R_V so beeinflußt, daß die Ausgangsspannung ihren Sollwert beibehält.

Parallelregler weisen neben einigen Vorzügen (sie sind kurzschlußsicher und die Schaltung kann auf Verbraucher mit Gegenspannung arbeiten) wesentliche Nachteile auf, die den Einsatz einschränken:

- Die Verbraucherleistung darf die zulässige Verlustleistung der Regelstrecke (Leistungstransistor) nicht überschreiten.
- Der Wirkungsgrad ist auf Grund der im Vorwiderstand auftretenden Verluste sehr niedrig.
- An der Regelstrecke liegt ständig die Ausgangsspannung an, U_{CE} des Leistungstransistors muß entsprechend groß sein.
- Die Anordnung verbraucht auch im Leerlauf die volle Leistung und ist deshalb nur für annähernd konstante Last ökonomisch.

Trotzdem ist gegenwärtig wieder ein zunehmendes Interesse am Parallelregler zu verzeichnen. Das basiert auf der Eigenschaft, sowohl bei Spannungsabgabe als auch bei Spannungsaufnahme zu stabilisieren. Praktisch bedeutet es, daß der Parallelregler hervorragend geeignet ist, in gepufferten Netzen (Notstrombatterie o. ä.) zu arbeiten. Im Bild 5 ist diese Möglichkeit angedeutet.

1.3.2. Nichtstetige Regelung, Schaltbetrieb

In Regelschaltungen mit stetig wirkendem Regler ist die mögliche Leistung durch die Verlustleistung P_V der Regelstrecke (des Leistungstransistors) begrenzt. Wird als Regelstrecke ein Transistor im Schaltbetrieb verwendet, so kann bei gleicher Verlustleistung des Transistors ein Mehrfaches an Ausgangsleistung geregelt werden. Der Wirkungsgrad von geschalteten Reglern ist merklich höher als der von stetigen Reglern, da die Verluste in der Regelstrecke wesentlich kleiner sind. Die Verluste eines Transistors in der Regelstrecke setzen sich zusammen aus Verlusten im Aus-Zustand (Transistor ist gesperrt), Verlusten im Ein-Zustand (Transistor ist durchgesteuert), Umschaltverlusten.

Moderne Si-Leistungstransistoren sind in dieser Hinsicht fast ideale Bauelemente. Im Bild 6 sind in einem Kennlinienfeld eines Transistors die entsprechenden Arbeitspunkte angedeutet, idealisiert für ohmsche Last. Punkt 1 entspricht dabei dem Ein- und Punkt 2 dem Aus-Zustand. Die Verluste im Ein-Zustand resultieren aus der Beziehung

$$P_{V1} = U_{CE\,sat}\,I_C$$

Für die Verluste im Aus-Zustand gilt

$$P_{V2} = U_{CE}\,I_{CE\,rest}$$

Beide Verlustleistungen sind bauelementespezifisch und können deshalb schaltungstechnisch nur unwesentlich beeinflußt werden. Die Umschaltverluste lassen sich jedoch durch die Wahl der Schaltzeiten verändern. Die Regelstrecke wird innerhalb einer Schaltperiode t nur im Zeitintervall t_0 geschaltet:

$$P_{V1-2} = \frac{1}{t}\int_0^{t_0} U_{CE}\,i\,dt$$

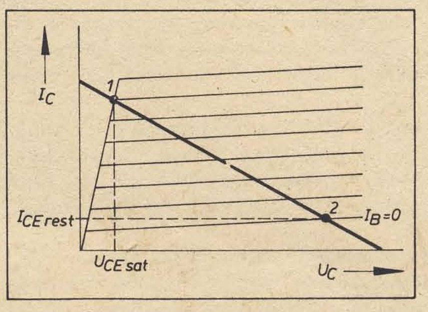


Bild 6: Stilisiertes Kennlinienfeld für Schaltbetrieb

Literatur

[1] Baldinger, P.; Czaja, W.: Über stabilisierte Netzgeräte mit Transistoren. Zeitschrift für angewandte Mathematik und Physik 9 (1958) H. 1, S. 1–25

[2] Schuster, W.: Stand und Entwicklungstendenzen der Stromversorgungstechnik. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 5, S. 151–153

[3] TGL 14 591. Steuerungs-Regelungstechnik, Begriffe

[4] Völz, H.: Elektronische Spannungsstabilisation. Berlin: VEB Verlag Technik 1965

Wird fortgesetzt

Sachwörterverzeichnis der rfe-Nachrichten und rfe-Kurzberichte des Jahres 1979

A

AGFC-Aussteuerungsautomatik 11/684
Aktive Verzögerungsschaltung mit I²L-Gattern 11/740
Akustische Oberflächen-Bauelemente . 8/477
Akustooptische Spektroskopie 8/541
Allgemeines
- An unsere Auslandsabonnenten! 9 547, 11/683
- Ehrung für Professor Dr. rer. nat. h. c. Manfred von Ardenne 2/69
- Einbände und Buchdecken für rfe 1 3, 9/547
- Literaturkatalog zum Thema Elektrotechnik Elektronik 12/748
- Mikroelektronik – Information Applikation 10/611
- Nationalpreis II. Klasse für Wissenschaft und Technik 11/684
- Neue Artikelfolge „Stromversorgungstechnik" in rfe 10 611, 12/747
- VEB Kombinat Nachrichtenelektronik mit neuen technischen Lösungen zur „Telecom 79" 12/747
- Vorsicht vor Beiträgen von Dr. Schabernak und anderen im rfe-Aprilheft . 5/275
- Zu verkaufen? 9/548

AM-Rundfunkempfang, verbesserter . . 4/267
Analoge Langzeit-Speicherschaltung . . 11/740
Anzeige des Sicherungsausfalles mit Leuchtdiode 11/739
Ausstellungen siehe Tagungen
Automatische Endabschaltung für Kassettentonbandgeräte 12/748
Avalanchegenerator, mit TTL-Signalen triggerbarer 8/540
Avalanche-Impulsgenerator mit verzögertem Ausgangsimpuls 4/267

B

Berechnung von Filtern 2/131
Berichtigungen, Ergänzungen
- Digitales Temperaturmeter DTM 1 im Heft 5 (1979) S. 290 . . . . 11/685
- Neue Schaltkreise für TV-Geräte im Heft 2 (1979) S. 111–115 . . . . . 5/277
- „Taschenrechnerschaltkreis U 821 D im industriellen Einsatz" im Heft 3 (1979) S. 155 . . . . 3/139
- Testbericht „Stereoport SRE 100" im Heft 11 (1978) S. 724 . . . . 2/69
- „Zur technischen Qualität der Rundfunkübertragung" im Heft 12 (1978) S. 751 . . . . 3/141

Betriebsstundenzähler 11/685
Bildaufnahme und Bildwiedergabe 7 468, 11/684
Breitbandverstärker 4/267
Bolometer, neues hochempfindliches . 12/749
Bücher
- Antennen – Anleitung zum Selbstbau von VHF- und UHF-Antennen 9/548
- Einführung in die Meßtechnik . . . 6/340
- Elektronik – gestern – heute – morgen 11/684
- Guten Tag, Computer! 7/412
- Handbuch der Magnetbandspeichertechnik 10/612
- Handbuch Meßtechnik und Qualitätssicherung 5/276
- Kybernetik – Wissenschaft mit Zukunft 3/140
- Mikroelektronische Schaltkreise, Entwurf und Anwendung 4/204
- Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern 8/476

Bürstensteckverbinder 8/477

C

CCD-Einrichtung in Zinnoxid-Technik . 1/5
CMOS-Schaltkreise in einem Metalldetektor geringer Leistungsaufnahme . 1/60

D

D-Flip-Flop, zusammengesetztes . . . 6/403
Datenfunk von einem tragbaren Terminal aus 6/341
Datennetz mit „Paket"-Vermittlung . . 9/549
Dauermagnete, beliebig geformte . . 1/5
Digitaler Pegelwandler mit kurzschlußfestem Ausgang 12/811
Digitalzähler Ф 5035 . . . . 11/685
Doppel- und Tandempotentiometer nach eigener Wahl 5 275
Drehrichtungserkenner 8 540
Dreidimensionale Ausdehnung des Tastenfeldes bei Schreibmaschinen . . . 1 4
Dünnfilmspule 7 413
Dünnschicht-RC-Schaltkreis 12 749
Durchflußmeßverfahren 10 613
Dynamische 64-K-Bit-MOS-RAM-Chips . 3 140

E

ECL für Subnanosekundenbereich . . . 3 195
Neues Material für zukünftige Datenspeicher 8 477
Einfacher (n-½)-Teiler 6 341
Elektrolytanzeige 11 685
Elektronische Registrierkasse elka 88 . 6 339
Elektronisches Lehrhilfegerät 6 341
Energiewandler Telec 5 277
Ergänzungen siehe Berichtigungen

F

Farbfernsehmikroskopie 10 611
Farbteiler 9 549
Faseroptisches System für Heimtelefone 7 413
Fernsehtechnik
- Automatisches Abschalten von Fernsehempfängern nach Programmende . 8 476
- Bildschirmspielzusatz 4 204
- Ein neues Mini-Videosystem 8 477
- Farbfernsehempfänger Jantar C 310 . 11 685
- Fernsehempfänger mit Doppelumsetzung und mit akustischen Oberflächenwellenfiltern 2 69
- Fernsehkameras 12/747
- Fernsehüberwachungsanlage 12 748
- Festkörperfernsehkamera für Heimanwendungen 4 205
- Koffer-Farbfernsehempfänger 6 340
- Neues Ausbauprinzip für Farbfernsehgeräte 8 476
- Stereo- bzw. Zweitonübertragung beim Fernsehen 5 276
- Verzögerungsglas VZG 140 . . . . 10 612
- VTP-Verfahren 3 141

Festkörper-Anzeigeeinrichtung 7 413
FET-FM-Detektor 9 549
Filmabtaster mit CCD-Bildsensoren . . 12 749
Flankenfangschaltung 4 268
Flüssigkristall-Anzeigeeinheiten . . . 5 276
Flüssigkristall-Bildwiedergabeeinrichtung 1 5
Flüssigkristalle 8 476
FM-Demodulator als Phasennachlaufdemodulator 3 140
Fotodetektor mit D 150 C 2 131
Frei wählbares Tastverhältnis mit Quarzgenauigkeit 5 331
Frequenzteiler 20:1 für 150 MHz . . . 8/477
Funktionstester, einfacher – für die IS A 211 D 10/675

G

GaAs-Hallelement 10/613
Geladene Autos? 2/68
Generatoren mit Supraleitern 9/548
Gerät zum Messen der Wärmeleitfähigkeit ИТ-20 . . . . 4/205
Getasteter Frequenzgenerator 5/333
Gleichstrom-Thyristorschalter 4/268
Gyrotron 12/749

H

Halbleitertechnik 4/267
Heimrechner 7/413
HiFi-Plattenspieler 7/413
HighCom – ein neues Kompandersystem 5/276
Hochfrequenzschalter mit TTL-Schaltkreis 11/740
Hochgeschwindigkeits-Nahtschweißen . 3/141
Hörhilfen 10/613

I

Impulsfrequenzdetektor 6/404
Impulsgenerator mit CMOS-Schaltkreisen 3/195
Impulsgenerator zur Erzeugung einer kodierbaren Impulsgruppe im Höchstfrequenzbereich 12/811
Impulsleseschaltung 11/739
Impulsreflektometerzusatz 1/59
Impulssubtrahierer 10/676
Industrieroboter 2/69
Instrumentenlandesystem (ILS), neues . 7/411
Integrierbares Festwertspeicherprinzip . 11/685
Integrierte Leistungsschaltung mit nur fünf Anschlüssen 4/205
Integrierte Optik 4/205
Integrierte Sensoren 9/547
Integrierte Schaltungen für Farbfernsehempfänger, zweite Generation . . 5/277

K

Kapazitätsdekade mit verbesserter Genauigkeit und vergrößertem Kapazitätsbereich 5/276
Kapazitiver Meßwandler 11/683
Katodenstrahlröhre, eine neue flache . 6/340
Kompaktanlage der Spitzenklasse, sowjetische 5/277
Konstantstromquelle mit Leuchtdiode . 7/467
Kopplung zweier Stufen in Impulsschaltungen 6/341
Kraftfahrzeugelektronik
- Kraftfahrzeug-Elektronikeinheit . . . 2/69
- Multiplexverkabelung 1/5
- Tachometer und Kilometerzähler . . 1/59

Künstliches Radiofenster 12/748

L

Laserabtastung von PCM-Schallplatten . 1/59
Lasertechnik 3 195, 8/539
- Der längste, bekannte Laserverstärker 9/549
- Eine neue Laserdiode für den Einsatz von Lasern in optischen Nachrichtenübertragungssystemen 2/69
- Laseroberflächenanalysator 5/276

Lautsprecher
APM – ein neues Lautsprecherprinzip 6/341
Tiefton-Lautsprechersystem 5/277
Lehrgänge siehe Tagungen
Leiterplattentechnik 11/683
Bestückung von Leiterplatten mit unterschiedlichen Bauelementen . . . 6/341
Leiterplatten auf Keramik-Stahlgrundlage 9/548
Leiterplatten aus einer durchgehenden Metallplatte 1/4
Lernender Automat 10/612
Leuchtbandanzeigen aus Leuchtdioden . 1/5
Lichtblasen 9/549
Lichtblasen, verschiebbare 1/5
Lichtschranke, einfache 9/603
Lochstreifenleser, extrem kleiner . . . 12/748
Logikprüfstift 7/467
Logische Komparatorschaltung 8/539

M

Magnetblasenspeicher, Aufbau von . . 10/613
Magnettontechnik
Beiträge zur Kassettenmeßtechnik . . 11/683
Drei Kleinstkassetten-Tonbandgeräte . 8/477
Integration von Kassettentonbandgeräten 1/60
Integrierte Schreib-Leseköpfe . . . 3/141
Magnetbandgerät Rostow-12-Stereo . 3/140
Mechanische Umschaltungen in Tonbandgeräten oder in Kassettengeräten 5/277
Neue Kassetten-Magnetköpfe . . . 1/3
Omegaantrieb 1/60
Rationelles Kassetten-Vervielfältigungsverfahren 1/60
Spulenmagnetbandgerät Iletj-001-Stereo 10/613
Verbesserung der Aufnahme- und Wiedergabetechnik von Kassettentonbandgeräten 4/204
Magnetooptische Speicherschicht zur lokalisierten Informationsspeicherung . . 3/141
Maschinenzeitzähler X 605 . . . . . 3/141
Medizinelektronik 4/203
Mehrwegeanzeige 10/675
Meß-Magnetbandgerät EAM 500 . . . 12/741
Messung an NF-Verstärkern 2/69
Meßsystem zur Erfassung der Rumpelkenndaten eines Plattenspielers . . . 11/685
Meßtechnik, Neues in der 6/403
Meßwandlersystem 8/476
Mikrofone
Doppelmembranmikrofon 3/140
Mikromechanischer Schalter 7/413
Mikroprozessortechnik
Mikroprozessoren in der Konsumgüterelektronik 5/331
Mikroprozessorgesteuerter Vollduplexfernkopierer 9/549
Mikroprozessorgesteuertes Kassettentonbandgerät 10/612
Quarzgesteuerter Taktgenerator für Mikroprozessoren 9/603
Zweijähriges postgraduales Studium „Mikroprozessortechnik" 12/748
Mikrorechner, mit Hilfe eines 12/748
Mikrorechnersysteme robotron K 1510 und K 1520 . . . . 2/69
Miramid – ein Substitutionswerkstoff aus Leuna 3/139
Mit zwei fehlerbehafteten Schaltungen eine relativ genaue Verzögerungszeit . 3/141
Molybdän als Gatematerial 8/477
Monostabile Kippschaltung mit IS D 172 5/332
Multivibrator, extrem schnell umschaltender 6/404

N

Nachrichtensatellit, ein experimenteller 4/204
Nachrichtensatelliten für den Seefunkverkehr 6/339
Nachrichtentechnik aus der DDR für XXII. Olympischen Sommerspiele in Moskau 6/339
Neu im Handel
Autosuper A 200 . . . . 6/339
Autosuper-Kassettengerät Tesla 1900 B 10/611
Elektronische Autoinnenantenne . . 11/683
HiFi-Fonoautomat PA 225 . . . . . 11/683
HiFi-Steuergerät Carat S 1/3
HiFi-Tuner 921 . . . . 3/139
Kontaktfehlersuchgerät 3/139
Monosuper Meiningen 2003 Automatik 5/275
Radiorecorder Babett 8/475
Radiorecorder R 400 . . . . 4/203
Radiorecorder R 4100 und R 4200 . . 6/339
Spulentonbandgerät B 700 . . . . . 2/67
Stereo-Anlage Compact 1100 . . . . 7/411
Stereokassettengerät M 531 S . . . 4/203
Stereosteuergerät Stereo 5080 . . . 2/67
Stereotonbandgerät Tesla B 93 . . 10/611
Taschenrechner MR 201 . . . . . . 3/139
Taschenrechner MR 410 und MR 411 . 9/547
Tragbarer Schwarzweiß-Fernsehempfänger RF 3301 . . . . 12/747
Transportables Fernsehgerät Combivision 3111 . . . . 5/275
Neue Bauelemente 5/332, 8/476
Neue Elektretmikrofone 8/476
Neue Wege der Programmierung . . 8/476
Neuer Einregelungspegel bei Hör- und Fernsehrundfunk 8/475
Neuerervorschläge
AC-DC-Konverter für DC-Digitalvoltmeter 4/203
Digitales Widerstandsmeßgerät . . . 4/204
Einsparung von HF-ZF-Steckdosen an Rundfunkgeräten durch Einsatz einer kombinierten Steckdose 1/4
Funktionsprüfgerät für Z-Dioden . . 8/476
Herstellung von Oberflächen an Kontaktbauelementen 3/140
Meßgerät für bipolare Transistoren . 5/276
Oszillografenvorsatz 1/4
Quarzprüfgerät 5/276
Transportables Prüfgerät für Vielfachmesser 8/476
Universalprüfplatz für elektrische Meßinstrumente 4/204
Universell anwendbarer Durchgangsprüfer 5/276
Universeller Stromversorgungsbausatz für mittlere Spannungen und Ströme 3/140
Wobbelsichtgerät 10,7 MHz mit digitalem Frequenzmeßzusatz 4/204
Zeitbasisschalter für Oszillograf TR 4602 . . . . 3/140
NF-Filter, programmierbares, aktives – in Hybridtechnik 10/611
NF-Vorverstärker, universeller 1/5

O

Operationsverstärker
Einfacher – mit B 340 D und SMY 52 . 1/59
Mit einem digitalen Siliziumgateverfahren 2/69
Standardstromquellen mit 1/5
Optimaler Wellenlängenbereich für künftige Nachrichtensysteme 9/548
Optische Nachrichtentechnik 2/69
Optische Platte 4/205
Optischer Richtungskoppler 4/205
Optoelektronik 2/132, 4/268, 8/540, 12/748
Differential-Optokoppler 9/603
Gegengekoppelte optoelektronische Schaltung mit hoher Verstärkung . . 10/613
Längen- oder Durchmesseränderung einer Lichtleitfaser 9/549
Optoelektronisch triggerbare monostabile Kippschaltung 5/332
Optoelektronische Erzeugung kurzer Mikrowellenimpulse durch Pulssubtraktion 6/341
Optoelektronische Fertigungsprüfeinrichtung 4/269
Optoelektronischer Schalter 7/467
Optokoppler 7/413
Optokoppler in der Konsumgüterelektronik 2/131
Verlustarmer Abzweig für Lichtleitfasern 4/205
Optophon 6/340

P

Paralleltonverfahren 1/5
Passive Bauelemente auf Folien . . . 1/4
Personenrufsystem 7/412
Piezoelektrische Aktuatoren 7/413
Piezokeramische Zerstäuber 9/549
Plattenspeichersystem VHD/AHD . . . 8/477
PLL-Synthesizer-Abstimmung für Fernsehempfänger 11/741
Prägefolien, tiefziehbare 6/340
Prüfgeräte für Fehlersuche, Service und Test von Schaltungen mit TTL-IS . . . 3/141
Pseudozufallsgenerator 9/549
Pulskodemodulation, differentielle . . 7/413

Q

Quarzgenerator 7/412
Quarzoszillator mit ECL-Leitungsempfängern 8/540

R

Radarsondierungen 4/204
Rechteckimpulsgenerator mit sehr niedriger Folgefrequenz 12/811
Regeleinrichtung für FM-Rundfunkempfänger 12/749
Reflexlichtschranken von optischen Näherungsschaltern 10/613
Röntgendetektor, ortsempfindlicher . . 7/412

S

S-Nadel für Schallplattenabspielgeräte 8/477
Schaltbilder sowjetischer Heimelektronikgeräte 4/203
Schaltmatrix zur Vermittlung von Telefongesprächen 9/549
Schaltnetzteil, 200-kHz-VMOS 1/61
Schaltnetzteile, die weitere Entwicklung 3/140
Schaltung zur Flankenformung . . . 5/331
Schutzschaltung, einfache 4/205
Schweiß- und Lötarbeiten an elektrischen Kontakt- und Anschlußteilen . . 7/413
Sensor für Stadtgas 12/749
Sensorschalter mit Thyristoren 5/276
Sequentielle Terz-Oktav-Spektralanalyse elektrischer Signale im Tonfrequenzbereich 4/204
Siebdruck-Kondensatoren 10/613
Signalwandler ECL-TTL 2/132
Solarzellen, CdS-Cu_2S 1/4
Solarzellenkombination 4/205
Spannungsgesteuerter Phasenschieber . 3/195
Spannungsstabilisierung ohne Z-Diode . 10/676
Spannungs-Subnormal 10,000 V 3/195

radio fernsehen elektronik

1979
28. Jahrgang

Allgemeines

1. Ausbildung
2. Auslandstechnik
3. Ausstellungs- und Messeberichte
4. Kritische Bemerkungen
5. Leitartikel
6. Produktion und Wirtschaft
7. Tagungen und Konferenzen

Technik

8. Antennen und Wellenausbreitung
9. Bauanleitungen
10. Bauelemente und -gruppen
10. 1. Röhren
10. 2. Halbleiter
10. 3. Integrierte Schaltungen
10.3.1. analog
10.3.2. digital
10. 4. Optoelektronische Bauelemente
10. 5. Ausnutzung sonstiger physikalischer Effekte
10. 6. Leiterplatten und Leitungen
10. 7. Spannungs- und Stromquellen
10. 8. Mechanische Bauteile
10. 9. Sonstige Bauelemente und -gruppen
10.10. Applikationen
11. Datentechnik
11.1. Datengewinnung, -erfassung, -ausgabe
11.2. Datenübertragung
11.3. Datenverarbeitung, Rechentechnik
11.4. Datenspeicherung
12. Elektroakustik
12.1. Elektroakustischer Wandler
12.2. Raumakustik und deren Nachbildung
12.3. Elektroakustische Baugruppen und Geräte
12.3.1. Ein-Kanal
12.3.2. Mehr-Kanal
13. Elektronische Funktionsgruppen
13.1. analog
13.2. digital
13.3. analog/digital
14. Elektronische Geräte (außer Meßgeräte)
14.1. analog
14.2. digital
14.3. analog/digital
15. Elektronische Meßtechnik
15.1. analog
15.2. digital
15.3. analog/digital
16. Fernsehtechnik
16.1. Schwarzweiß
16.2. Farbe
17. Grundlagen und prinzipielle Verfahren
17.1. Ladungsträger
17.2. Signale und Systeme
18. Höchstfrequenztechnik
19. Kraftfahrzeugelektronik
20. Messung nichtelektrischer Größen
21. Reparaturpraxis und Service
22. Rundfunktechnik
22.1. Ein-Kanal
22.2. Mehr-Kanal
23. Sonstige elektronische Konsumgüter
24. Speichertechnik (außer Datenspeicher)
24.1. Magnetton
24.2. Nadelton
24.3. Sonstige Verfahren
25. Technologie
25.1. Herstellungstechnologie
25.2. Prüftechnologie
25.3. Technologische Anlagen und Geräte
26. Übertragungsverfahren
27. Verstärkertechnik
28. Zuverlässigkeit

Reihen und Rubriken

29. Angewandte Meßtechnik
30. Bauelementeinformationen
31. Fachbücher
32. Für den Service[1])
33. Halbleiterinformationen
34. KW-Ausbreitung
35. Leserpost
36. Meßgerätevorstellung
37. Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen
38. rfe-Nachrichten und rfe-Kurzberichte[2])
39. Röhreninformationen
40. Stand & Tendenzen
41. Technik der Mikrorechner
42. Wir lernten kennen

---

[1]) Siehe auch unsere Übersicht der Servicehinweise 1979 auf den Seiten 35 und 36

[2]) Siehe auch das Sachwörterverzeichnis der rfe-Nachrichten und rfe-Kurzberichte des Jahres 1979 auf den Seiten 31 bis 34

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

SACHWÖRTERVERZEICHNIS

Allgemeines

Ein Jahrhundert Glühlampenlicht 1/ 34
rfe-Poster
Elektronik im täglichen Leben 12/799

1. Ausbildung

Mikrorechnergesteuertes Gerät zur Erfassung und Verdichtung von Meßdaten 4/257
Mikrorechnerarbeitsplatz für die Aus- und Weiterbildung . 8/496
Und wieder Rathmannsdorf! . 10/641

2. Auslandstechnik

Neue Schaltkreise für TV-Geräte 2/111
Berichtigung dazu 5/277
Der elektronische Synthesizer 2/119, 3/184
Wir lernten kennen:
Transistorempfänger Sokol 308 . . . . 2/125
Spulenmagnetbandgerät B 700 . . . . 6/392
Stereoempfänger Amator Stereo DSS 101 . . . . . 7/461
VI. Fachausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte . . 4/247
Elektronische Bauelemente der VR Bulgarien 4/251
HiFi-Kassettentonbandgerät TC-229 SD 5/311, 6/393
Leipziger Frühjahrsmesse 1979 6/343
Programmierbare Operationsverstärker 6/360
Bipolare und MOS-Bauelemente auf einem Chip . . . 7/447
Weltraumforschung in Kuba . 8/481
Integrierte MOS-Schaltungen für elektronische Uhren . . . 8/488
Internationale Festkörperschaltungskonferenz ISSCC 1979 . 9/601
Frequenzmodulierte Speicherung von analogen Signalen auf Magnetband 11/724
Leipziger Herbstmesse 1979 . 12/777

3. Ausstellungs- und Messeberichte

Zentrale MMM 1978 . . . . 2/ 67
Neuererinitiativen auf der MMM 1978 . . . . 2/105
VI. Fachausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte . . 4/247
Leipziger Frühjahrsmesse 1979 6/343
Leipziger Herbstmesse 1979 . 12/777

4. Kritische Bemerkungen

Wir lernten kennen:
Luxomat VT 130 . . . . . 1/ 49
Transistorempfänger Sokol 308 . . . . 2/125
Stereosteuergerät Carat S . 4/211
Taschenrechner Konkret 600 . 5/326
Spulenmagnetbandgerät B 700 . . . . 6/392
Stereoempfänger Amator Stereo DSS 101 . . . . . 7/461
RK 8 sensit 8/520
Chromat 2062 . . . . . . 11/723
Der Kirnbauer-Coup 3/193
Diskussion:
10-Bit-Dekodierschaltung . 7/454
Digitale Belichtungsuhr mit TTL-IS 7/455
Zur Taktaufbereitung für U 311 D 12/761
Physiologische Lautstärkeregelung 8/529

5. Leitartikel

Zum neuen Jahr 1/ 7
Albert Einstein 1879–1955 . . 3/143
Wie steht es mit den Moduln? 4/207
Schwerpunkt Technologie . . 6/343
Kosmosforschung und Elektronik – Stimulanz und Wechselwirkung 8/479
Die Technik – Prüfstein der Gesellschaftssysteme 10/615

6. Produktion und Wirtschaft

Klassik auf Musikkassetten . 10/646

7. Tagungen und Konferenzen

XIX. URSI-Generalkonferenz 1978 in Helsinki 3/192
Internationale Festkörperschaltungskonferenz ISSCC 1979 . 9/601
Frequenzmodulierte Speicherung von analogen Signalen auf Magnetband 11/724

Technik

8. Antennen und Wellenausbreitung

VHF-UHF-Breitbandantennenverstärker 4/218
Bemerkungen zur Kurzwellenausbreitung 6/401
Weltraumforschung in Kuba . 8/481
Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen 8/484
Informationsübertragung mit optischem Träger 10/669

9. Bauanleitungen

Erweiterter Einsatz von Quarzuhren 1/ 55
VHF-UHF-Breitbandantennenverstärker 4/218
Stationstasten für Autosuper . 5/319
Zündeinstellgerät für den Kfz.-Service 5/322
Elektronischer Blinkgeber mit A 301 D 7/451
AM-FM-Autoportable 8/521
Akustische Überwachung . . 9/572
Umbau des Stereokassettengerätes MK 43 auf Handaussteuerung 10/667
Zifferngroßdarstellung mit WF-Digitalbausteinen 11/718
Heimstudioanlage für hohe Ansprüche 12/802

10. Bauelemente und -gruppen

Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Bauelemente 6/343
Diagnostik von Bauelementen der Mikroelektronik 11/687

10.1. Röhren

Zifferngroßdarstellung mit WF-Digitalbausteinen 11/718

10.2. Halbleiter

s. a. Halbleiterinformationen
Halbleiter-Bildaufnahmeeinrichtungen 2/75
Automatische Meßbereichswahl 2/88
VMOS-Feldeffekttransistoren . 2/97
Untersuchungen an Doppel-SFETs 6/383
Parallelschaltung von Leistungsschalttransistoren in einem Schaltnetzteil 7/449
HF-Kennwerte des Transistorarrays B 340 D 8/485

10.3. Integrierte Schaltungen

Über Submikrometerstrukturen zur Größtintegration 1/8
Mikroelektronische Strukturen mit mehrwertiger Signalverarbeitung 1/12
Universeller Frequenzteiler in Hybridtechnik 1/19
Technik der Mikrorechner 1/27, 2/91, 3/163, 4/227, 5/301, 6/367, 7/435, 8/503, 9/573, 10/637, 11/707, 12/771
Degradationsprozesse in integrierten Schaltungen 2/98
Einsatz der Mikroelektronik in elektronischen Konsumgütern . 3/151
Realisierung der Auffrischlogik beim Einsatz dynamischer RAM in Mikrorechnern . 3/159
Der Norton-Verstärker – ein Operationsverstärker mit Stromdifferenzeingang . . . 3/189
Elektronische Bauelemente der VR Bulgarien 4/251
Neue Gehäuseformen für IS . 6/379
Bipolare und MOS-Bauelemente auf einem Chip . . . 7/447
Fortschritte und Einsatzmerkmale der Hybridtechnik . . . 9/551
Integrierte Lautstärke- und Klangeinsteller A 273 und A 274 . . . . 12/751

10.3.1. analog

Neue Schaltkreise für TV-Geräte 2/111
Berichtigung dazu 5/277
Programmierbare Operationsverstärker 6/360
Leistungsschalter mit NF-Verstärker A 211 D 9/599
Messung analoger IS mit dem Testsystem T 2000 . . 10/625, 11/701

10.3.2. digital

Physik und Mikroelektronik . 3/147
Frequenzteilerschaltkreis К 155 ИЕ 8 . . . . 5/320
Einfaches Mikrorechnersystem für Erprobungsaufgaben . . 7/425
Integrierte MOS-Schaltungen für elektronische Uhren . . . 8/488
TTL- und CMOS-Logiktester . 8/498
Digitale Pegelwandler für LSI-Schaltkreise 9/560
Anwendungen des Schieberegisters U 311 D 12/757
Zur Taktaufbereitung für U 311 D 12/761

10.4. Optoelektronische Bauelemente

Halbleiterinjektionslaser und seine Anwendungen . . 2/71, 3/178
Halbleiter-Bildaufnahmeeinrichtungen 2/75
Helligkeitsmodulation bei LED-Anzeigeeinheiten . . . 4/220
Koppeltechnik für Lichtleitfasern 5/328

10.5. Ausnutzung sonstiger physikalischer Effekte

10.6. Leiterplatten und Leitungen

Verfahren zum Durchkontaktieren von Leiterplatten . . . 3/182
Angepaßte Wellenleitungen in Mehrebenenleiterplatten . 8/500

10.7. Spannungs- und Stromquellen

Temperaturstabile Spannungsreferenzelemente 2/79
Parallelschaltung von Leistungsschalttransistoren in einem Schaltnetzteil 7/449
Unterbrechungsfreie Stromversorgung 11/737

10.8. Mechanische Bauteile

Untersuchung der Frittung von Kontakten 9/581
Elektrisch leitfähige Elastomere als Kontaktelemente in elektronischen Schaltungen . 9/584
Über das Kontaktverhalten elektrisch leitfähiger Elastomere auf Silikonkautschukbasis 9/586
Schwachstromkontakte mit verringertem Edelmetallanteil . 9/588
Untersuchungen an indirekten Steckverbindern mit hochveredelten Oberflächen 9/591
Untersuchungen an indirekten und direkten Steckverbindern mit verschiedenen Kontaktschichtkombinationen . . . 9/593
Einrichtung zur Untersuchung des Steckverhaltens von Flachsteckverbinderkontakten . . . 9/595
Kontaktwiderstandsmeßplatz zum punktweisen Abtasten ebener Proben 9/596

10.9. Sonstige Bauelemente und -gruppen

Passive Bauelemente und Mikroelektronik 4/253
Stand & Tendenzen Kunststoffolie-Kondensatoren . 5/287
Neue Gehäuseformen für IS . 6/379
Neuerungen der Akustoelektronik 7/464
Automatischer funkenerosiver Abgleich von Dünnschichtwiderständen 11/692

10.10. Applikationen

Taschenrechnerschaltkreis U 821 D im industriellen Einsatz 3/155
Thyristor-Vollwellensteuerung 5/327
Gleichrichterschaltungen mit A 301 D 6/365
Impulsgeber mit MOS-Bauelementen 8/499
Einplatinenrechner mit U 808 D 9/554
D 192 als Frequenzteiler 9/572
Leistungsschalter mit NF-Verstärker A 211 D 9/599
Einsatz des integrierten Spannungsreglers MAA 723 in proportionalen Temperaturregelschaltungen 11/705
Anwendungen des Schieberegisters U 311 D 12/757
Diskussion: Zur Taktaufbereitung für U 311 D 12/761
NF-Leistungsverstärker UL 1401 bis UL 1403 als astabile Leistungsimpulsgeneratoren 12/762

11. Datentechnik

Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Meßtechnik und Datenerfassung 6/352
Datenverarbeitungsanlagen 6/356

11.1. Datengewinnung, -erfassung, -ausgabe

Meßwertdarstellung mit Farbfernsehgeräten 4/233
Mikrorechnergesteuertes fernsehkompatibles Datensichtgerät 4/235
Mikrorechnergesteuertes Gerät zur Erfassung und Verdichtung von Meßdaten 4/257
Zur Realisierung von Zeichenerkennungssystemen 5/279
Anschluß des Color 21 an das Kleinrechnersystem KRS 4200 8/533
Anschlußsteuerung für eine Bildschirmanzeige 9/558
Eingabe des Informationsgehaltes von Thermovisionssignalen in Kleinrechner 12/767
Handeingabesysteme für Prozeßsteuerungen auf Mikrorechnerbasis 12/795

1..2. Datenübertragung

Verzerrungsmeßeinrichtung für Datenübertragungssysteme 4/260
Bestimmung der Wellendämpfung einer Übertragungsleitung in einer EDVA 7/434

11.3. Datenverarbeitung, Rechentechnik

Mikroelektronische Strukturen mit mehrwertiger Signalverarbeitung 1/12
Taschenrechnerschaltkreis U 821 D im industriellen Einsatz 3/155
Realisierung der Auffrischlogik beim Einsatz dynamischer RAM in Mikrorechnern 3/159
Taktversorgung in EDVA 5/282
Automatisierung des Kollisionsverhütungsprozesses 5/292
Wir lernten kennen Taschenrechner Konkret 600 5/326
Mikrorechnersystem K 1510 7/421, 8/491
Einfaches Mikrorechnersystem für Erprobungsaufgaben 7/425
Mikrorechnerarbeitsplatz für die Aus- und Weiterbildung 8/496
Einplatinenrechner mit U 808 D 9/554
Mikrorechnersystem K 1520 10/616
CNC 600 – Ein numerisches Steuerungssystem auf Mikrorechnerbasis 11/694
Kopplung eines Mikrorechners mit ESDM 31 12/791

11.4. Datenspeicherung

Schneller Meßwertspeicher in einem Meßwerterfassungssystem 7/429
PROM-Programmierung 8/495
Entzerrungsfreies Demodulationsverfahren für Magnetschichtspeicher 10/633, 11/719

12. Elektroakustik

Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Elektroakustik 6/348

12.1. Elektroakustischer Wandler

Phasenprüfgerät für Lautsprecher 10/647

12.2. Raumakustik und deren Nachbildung

Verbesserung der Wiedergabe von raumbezogenen Stereoübertragungen über Kopfhörer 4/222
Möglichkeiten und Grenzen der kopfbezogenen Stereofonie 6/388, 7/456
Physiologische Lautstärkeregelung 8/529

12.3. Elektroakustische Baugruppen und Geräte

Der elektronische Synthesizer 2/119, 3/184
Elektronisch regelbarer NF-Baustein 7/462

12.3.1. Ein-Kanal

Stern-Radiorecorder R 4000 10/664

12.3.2. Mehr-Kanal

Rundfunk-Fono-Kombiationen stereo-set 4000 und 4001 4/212
HiFi-Kassettentonbandgerät TC-229 SD 5/311, 6/393
HiFi-Fonoautomat PA 225 10/659
Integrierte Lautstärke- und Klangeinsteller A 273 und A 274 12/751
Bauanleitung: Heimstudioanlage für hohe Ansprüche 12/802

13. Elektronische Funktionsgruppen

13.1. analog

Eisenlose Gleichspannungswandler mit A 205 4/263
Thyristor-Vollwellensteuerung 5/327
Gleichrichterschaltungen mit A 301 D 6/365
Schaltung zur Signalverzögerung 8/531

13.2. digital

Universeller Frequenzteiler in Hybridtechnik 1/19
Anlaufschaltung für analog wirkende Stromrichterregelungen 1/51
Einfache elektronische Betragsbildung 5/298
Sequentieller Digitalwertkomparator 5/299
Hexadezimalanzeige 6/366
Positionierantrieb mit digital geregeltem Gleichstrommotor 6/380
Diskussion: 10-Bit-Dekodierschaltung 7/454
Retriggerbarer Zeitschalter mit vernachlässigbarem Ruhestrom 8/532
Integrationsfreundliche Schaltungsanordnung zur Zuordnung von Signalen 12/800

13.3. analog/digital

Ein schneller 8-Bit-Analog-Digital-Umsetzer 1/22
Trigger mit schaltbarer Hysterese 2/104
Schaltereigenschaften des NF-Leistungsverstärkers A 210 K 6/363
Integrierende A-D-Umsetzer 7/419
Schneller Analog-Digital-Wandler für Testzwecke 10/621
9-Bit-Digital-Analog-Wandler in Dünnschichthybridtechnik 10/623
Elektronisches Schloß mit aktiven Filtern 12/798

14. Elektronische Geräte (außer Meßgeräte)

14.1. analog

100-VA-Generator zur Simulation von Netzfrequenzänderungen 5/321
Einfacher Streufelddetektor 11/727

14.2. digital

Digitaler Rechteckimpulsgenerator 1/49
Diskussion: Digitale Belichtungsuhr mit TTL-IS 7/455

14.3. analog/digital

15. Elektronische Meßtechnik

XIX. URSI-Generalkonferenz 1978 in Helsinki 3/192
VI. Fachausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- -und Regelgeräte 4/247
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Meßtechnik und Datenerfassung 6/352
Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen 8/484

15.1. analog

Universeller Adapter für den Mehrkanalanalysator NTA 1024 1/44
Kleinstecholot 5/295
Zündeinstellgerät für den Kfz.-Service 5/322
Signal-Mittelwertbildung nach dem Boxcarverfahren 7/415
Begrenzer für Sinussynthetisatoren 7/431
Bestimmung der Wellendämpfung einer Übertragungsleitung in einer EDVA 7/434
Messung analoger IS mit dem Testsystem T 2000 10/625, 11/701
Elektronisches Galvanometer EG 01 11/703

15.2. digital

Verzerrungsmeßeinrichtung für Datenübertragungssysteme 4/260
Digitales Temperaturmeter DTM 1 5/290
Schneller Meßwertspeicher in einem Meßwerterfassungssystem 7/429
Impulsgeber mit MOS-Bauelementen 8/499
Kopplung eines Mikrorechners mit ESDM 31 12/791

15.3. analog/digital

Ein schneller 8-Bit-Analog-Digital-Umsetzer 1/22
Zusatzgerät für die Informationsdarstellung auf dem Oszillografenschirm 1/24
Automatische Meßbereichswahl 2/88
Magnetische Speicherung digitalisierter NF-Signale mit Kassettenrecordern 2/117
Digitaler Spitzenspannungsmesser 3/175
Mikrorechnergesteuertes Gerät zur Erfassung und Verdichtung von Meßdaten 4/257
AC-DC-Umsetzer mit guten Frequenzeigenschaften 4/261
Avalanchegeneratoren zur Erzeugung steiler Rechteckstromimpulse 6/385
Digitalspeicher in der Oszillografen-Meßtechnik 9/562, 10/629
Phasenprüfgerät für Lautsprecher 10/647
Signalamplitudenvergleich mit Digitalkomparatoren 12/770

16. Fernsehtechnik

Übertragung eines zweiten Tonkanals im Fernsehrundfunk 1/40
Halbleiter-Bildaufnahmeeinrichtungen 2/75
Einsatz der Mikroelektronik in elektronischen Konsumgütern 3/151
Wie steht es mit den Moduln? 4/207
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Fernsehen 6/346
Hinweis zur Fotografie von Fernsehschirmbildern 10/648
Eingabe des Informationsgehaltes in Thermovisionssignalen in Kleinrechner 12/767

16.1. Schwarzweiß

Wir lernten kennen: Luxomat VT 130 1/49
Schwarzweiß-Fernsehempfänger der VT-Gerätegeneration 9/566

16.2. Farbe

Neue Schaltkreise für TV-Geräte 2/111
Berichtigung dazu 5/277
Meßwertdarstellung mit Farbfernsehgeräten 4/233
Mikrorechnergesteuertes fernsehkompatibles Datensichtgerät 4/235
SECAM-PAL-Dekoder 6/369
Verringerung der Bildstörungen bei der Wiedergabe magnetisch gespeicherter Farbbildsignale 8/525, 11/729
Anschluß des Color 21 an das Kleinrechnersystem KRS 4200 8/533
Wir lernten kennen: Chromat 2062 11/723

17. Grundlagen und prinzipielle Verfahren

Verfahren zum Durchkontaktieren von Leiterplatten 3/182
Neuerungen der Akustoelektronik 7/464

17.1. Ladungsträger

17.2. Signale und Systeme

Mikroelektronische Strukturen mit mehrwertiger Signalverarbeitung 1/12
Induktiv kompensierter Breitbandverstärker 1/52
Phasenregelkreis zur Drehzahlregelung von Gleichstrom-Nebenschlußmotoren 2/82
Signal-Mittelwertbildung nach dem Boxcarverfahren 7/415

18. Höchstfrequenztechnik

Kenngrößen von Streifenleitungen 12/765

19. Kraftfahrzeugelektronik

Kraftfahrzeug-Drehzahlmesser mit digitaler Anzeige 2/126
Neue Anzeigeelemente für das Kraftfahrzeug 6/364
Elektronischer Blinkgeber mit A 301 D 7/451
Drei elektronische Drehzahlmesser 11/733

20. Messung nichtelektrischer Größen

Digitales Temperaturmeter DTM 1 . . . . 5/290
Automatisierung des Kollisionsverhütungsprozesses . . 5/292
Kleinstecholot 5/295

21. Reparaturpraxis und Service

s. a. Rubrik „Für den Service"
Für einen besseren Service . 2/128
Radiorecorder CF 160 S . . . 7/439

22. Rundfunktechnik

Einsatz der Mikroelektronik in elektronischen Konsumgütern . 3/151
Wie steht es mit den Moduln? 4/207
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Radio 6/347
Historisches zum Empfängerautomaten 8/535

22.1. Ein-Kanal

Wir lernten kennen: Transistorempfänger Sokol 308 . . 2/125
Stationstasten für Autosuper . 5/319
Für den Service: Radiorecorder CF 160 S 7/439
AM-FM-Autoportable 8/521
Autoempfänger A 200 . . . 10/653

22.2. Mehr-Kanal

Heimempfänger Stereo 5080 . 1/45
Stereodekoder mit A 290 D . . 2/116
Modultechnik in Hörrundfunkempfängern 4/208
Wir lernten kennen:
Stereosteuergerät Carat S . 4/211
Stereoempfänger Amator Stereo DSS 101 . . . . . 7/461
RK 8 sensit 8/520
Rundfunk-Fono-Kombination stereo-set 4000 und 4001 . . . 4/212
Stereosteuergerät RK 8 sensit . 8/515

23. Sonstige elektronische Konsumgüter

Erweiterter Einsatz von Quarzuhren 1/55
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Sonstige Konsumgüter . . . 6/351

24. Speichertechnik (außer Datenspeicher)

Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Elektroakustik 6/348

24.1. Magnetton

Magnetische Speicherung digitalisierter NF-Signale mit Kassettenrecordern 2/117
Einsatz handelsüblicher Kassettenrecorder als Diktiergeräte 3/191
HiFi-Kassettentonbandgerät TC-229 SD 5/311, 6/393
Wir lernten kennen: Spulenmagnetbandgerät B 700 . . . 6/392
Für den Service: Radiorecorder CF 160 S 7/439
Klassik auf Musikkassetten . 10/646
Stern-Radiorecorder R 4000 . 10/664
Umbau des Stereokassettengerätes MK 43 auf Handaussteuerung 10/667
Frequenzmodulierte Speicherung von analogen Signalen auf Magnetband 11/724

24.2. Nadelton

HiFi-Fonoautomat PA 225 . . 10/659

24.3. Sonstige Verfahren

25. Technologie

Physik und Mikroelektronik . 3/147
Modultechnik in Hörrundfunkempfängern 4/208
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Technologische Ausrüstungen . 6/359
Angepaßte Wellenleitungen in Mehrebenenleiterplatten . 8/500

25.1. Herstellungstechnologie

Universeller Frequenzteiler in Hybridtechnik 1/19
Nestmontage in der Elektronik 4/265
Fortschritte und Einsatzmöglichkeiten der Hybridtechnik . 9/551
Automatischer funkenerosiver Abgleich von Dünnschichtwiderständen 11/692

25.2. Prüftechnologie

Automatische Meßbereichswahl 2/88
TTL- und CMOS-Logiktester . 8/498
Einrichtung zur Untersuchung des Steckverhaltens von Flachsteckverbinderkontakten . . . 9/595
Kontaktwiderstandsmeßplatz zum punktweisen Abtasten ebener Proben 9/596
Messung analoger IS mit dem Testsystem T 2000 . . 10/625, 11/701
Diagnostik von Bauelementen der Mikroelektronik 11/687

25.3. Technologische Anlagen und Geräte

Positionierantrieb mit digital geregeltem Gleichstrommotor . 6/380

26. Übertragungsverfahren

Koppeltechnik für Lichtleitfasern 5/328
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Nachrichtengeräte 6/343
Informationsübertragung mit optischem Träger 10/669

27. Verstärkertechnik

Induktiv kompensierter Breitbandverstärker 1/52
Der Norton-Verstärker – ein Operationsverstärker mit Stromdifferenzeingang . . . 3/189
Programmierbare Operationsverstärker 6/360
Schaltereigenschaften des NF-Leistungsverstärkers A 210 K . 6/363
Breitbandverstärker mit einer Bandbreite über 300 MHz . . 12/809

28. Zuverlässigkeit

Degradationsprozesse in integrierten Schaltungen 2/98
Untersuchung der Frittung von Kontakten 9/581
Elektrisch leitfähige Elastomere als Kontaktelemente in elektronischen Schaltungen . 9/584
Über das Kontaktverhalten elektrisch leitfähiger Elastomere auf Silikonkautschukbasis 9/586
Schwachstromkontakte mit verringertem Edelmetallanteil . 9/588
Untersuchung an indirekten Steckverbindern mit hochveredelten Oberflächen 9/591
Untersuchungen an indirekten und direkten Steckverbindern mit verschiedenen Kontaktschichtkombinationen . . . 9/593
Kontaktwiderstandsmeßplatz zum punktweisen Abtasten ebener Proben 9/596

Reihen und Rubriken

29. Angewandte Meßtechnik

30. Bauelementeinformationen

Tastenschalter TSE 15 und SKE 15 . . . . 11/715
Tastenschalter TSG 20 . . . 11/715
Tastenschalter mit Hallelement TSH 19 . . . . 11/716
Tastenschalter mit Schutzrohrkontaktsystem TSS 17,5 und TSS 19 . . . . 11/717

31. Fachbücher

Schindler, Grundlagen linearer aktiver Netzwerke . . . 1/58
Töpfer/Kriesel, Funktionseinheiten der Automatisierungstechnik 1/58
Spota, Multivibratoren mit dynamischer Sättigung der Transistoren 1/58
Sieber/Leidhold, Einführung in die Datenverarbeitung . . . 2/129
Woschni, Meßdynamik . . . 2/129
Peschel, Modellbildung für Signale und Systeme . . . 3/194
Grafe/Loose/Kühn, Grundlagen der Elektrotechnik . . . 3/194
Anajan, Impulsformung in digitalen Mehrkanal-Nachrichtenverbindungen 3/194
Meiling, Digitalrechner in der elektronischen Meßtechnik i/II 4/266
Konjuchow u. a., Optoelektronische Meßwandler 4/266
Göldner, Kybernetik – Wissenschaft mit Zukunft . . . 5/330
Fischer/Vogelsang, Größen und Einheiten in Physik und Technik 5/330
Tarabrin, Handbuch der integrierten Schaltkreise 5/330
Möschwitzer/Rumpf, Einführung in die Elektronik . . . 6/402
Lindner, Grundriß der Festkörperphysik 6/402
Jutotschkin, Selektivverstärker mit integrierten und Mehrtransistor-Kaskaden 6/402
Rutkowski, Integrierte Operationsverstärker 7/466
Hofmann/Gatzmanga, Einführung in die Betriebsmeßtechnik 8/537
Batuschew, Elektronische Bauelemente der militärischen Nachrichtentechnik 8/537
Göldner, Kybernetik – Wissenschaft mit Zukunft . . . 9/602
The Semiconductor Memory Book 9/602
Herpy, Analoge integrierte Schaltungen 9/602
Sokol, Guten Tag, Computer . 10/673
Solodownikow u. a., Berechnung von Regelsystemen auf Digitalrechnern 10/673
brockhaus abc elektronik . . 10/674
Migulin/Tschapowski, Integrierte Schaltungen in elektronischen Anlagen 10/674
Integrierte Schaltkreise und ihre Anwendung 11/738
Göldner/Kubik, Nichtlineare Systeme der Regelungstechnik 12/810
Schuppe/Leistner, Mikrorechnerprogrammierung
Eine Einführung, Berichte zur Nachrichtentechnik, Band 1 . 12/810

32. Für den Service

4/241, 5/303, 8/507, 9/577, 10/649, 12/785

Mechanische und elektrische Einstellungen und Kontrollen am Tonbandgerät . . . 1/37, 2/95
Service- und Amateurinformationen
Stereoempfänger Stereo 5080 3/167
HiFi-Stereosteuergerät RK 8 sensit 8/507
Prüf- und Rationalisierungsmittel für den Service 4/231, 5/305
Aus den Servicemitteilungen des VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen . . 4/241
Fehlersuche in der Horizontalendstufe vom Luxomat VT . 5/304
SECAM-PAL-Dekoder 6/369
Radiorecorder M 2429 FZ . . 9/577

33. Halbleiterinformationen

Gleichrichterdiode SY 185 . . 2/107
Schnelle Si-Gleichrichterdioden КД 213 А, Б, В (KD 213 A, B, V) 2/109, 3/172
Zeichengenerator U 401 D . . 3/171
Zeichengenerator U 402 D . . 3/173
Monolithische bipolare Analogschaltkreise A 210 D und A 210 K 4/243
Sowjetische Transistoren КТ 3107 . . . . 5/307
CMOS-Uhrenschaltkreis U 113 F 5/309
Analoger integrierter Festkörperschaltkreis A 295 D . . . 7/443
Leistungstransistor SD 168 . . 12/789

34. KW-Ausbreitung

1/63, 2/135, 3/199, 4/271, 5/335, 6/407, 7/471, 8/543, 9/607, 10/679, 11/743, 12/815

35. Leserpost

1/6, 2/70, 3/142, 4/206, 5/278, 6/342, 7/414, 8/478, 9/550, 10/614, 11/686, 12/750

36. Meßgerätevorstellung

Universalzählsystem S-2201.000 Neue Systemtypen 8/511
Zähler G-2001.500 . . . . . 8/513

37. Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen

1/63, 2/135, 3/199, 4/271, 5/335, 6/407, 7/471, 8/543, 9/607, 10/679, 11/743, 12/815

38. rfe-Nachrichten und rfe-Kurzberichte

1/3, 1/59, 2/67, 2/131, 3/139, 3/195, 4/203, 4/267, 5/275, 5/331, 6/339, 6/403, 7/411, 7/467, 8/474, 8/539, 9/547, 9/603, 10/611, 10/675, 11/683, 11/739, 12/747, 12/811

39. Röhreninformationen

40. Stand & Tendenzen

Kunststoffolie-Kondensatoren . 5/287

41. Technik der Mikrorechner

1/27, 2/91, 3/163, 4/227, 5/301, 6/367, 7/435, 8/503, 9/573, 10/637, 11/707, 12/771

42. Wir lernten kennen

Luxomat VT 130 . . . . 1/49
Transistorempfänger Sokol 308 2/125
Stereosteuergerät Carat S . . 4/211
Taschenrechner Konkret 600 . 5/326
Spulenmagnetbandgerät B 700 6/392
Stereoempfänger Amator Stereo DSS 101 . . . . . . 7/461
RK 8 sensit 8/520
Chromat 2062 . . . . 11/723

AUTORENVERZEICHNIS

A

Ahner, Bernd; Müller, Dietmar

Zur Realisierung von Zeichenerkennungssystemen 5/279

Altermann, Bernd

Zündeinstellgerät für den Kfz.-Service 5/322

Althus, J.; Wetzko, M.; Streubel, P.

Universeller Frequenzteiler in Hybridtechnik 1/19

Altshuler, José

Weltraumforschung in Kuba 8/481

Auer, Michael

Mikroelektronische Strukturen mit mehrwertiger Signalverarbeitung 1/12

Auth, Joachim

Physik und Mikroelektronik 3/147

B

Babenschneider, Klaus

Für den Service 5/303

Bader, Bernhard

Mikrorechnersystem K 1520 10/616

Bauch, Rainer

Handeingabesysteme für Prozeßsteuerungen auf Mikrorechnerbasis 12/795

Bauch, Rainer; Wildner, Siegfried

Anschlußsteuerung für eine Bildschirmanzeige 9/558

Baum, Peter

Neue Gehäuseformen für IS 6/379

Baumann, Peter

HF-Kennwerte des Transistorarrays B 340 D 8/485

Baumann, W.; Füger, M.; Horn, J.; Graichen, H.; Wolf, D.; Hecht, G.

Untersuchungen an indirekten Steckverbindern mit hochveredelten Oberflächen 9/591

Baumgärtel, Andreas

Phasenprüfgerät für Lautsprecher 10/647

Becker, Wolfgang

Induktiv kompensierter Breitbandverstärker 1/52

Signal-Mittelwertbildung nach dem Boxcarverfahren 7/415

Beger, Wolfram; Hohdorf, Eberhard; Gödicke, Frank

Anschluß des Color 21 an das Kleinrechnersystem KRS 4200 8/533

Bergmann, Heinz

Halbleiter-Bildaufnahmeeinrichtungen 2/75

Neue Anzeigeelemente für das Kraftfahrzeug 6/364

Neuerungen der Akustoelektronik 7/464

Biebach, Kurt

Passive Bauelemente und Mikroelektronik 4/253

Bielefeldt, Rainer

Halbleiterinformationen Schnelle Si-Gleichrichterdioden КД 213 А, Б, В (KD 213 A, B, V) 2/109, 3/172

Bilz, Frank

Verbesserung der Wiedergabe von raumbezogenen Stereoübertragungen über Kopfhörer 4/222

Bilz, Frank; Kühne, Helmar

Diskussion: Zur Taktaufbereitung für U 311 D 12/761

Bläsing, Karl-Heinz

Transverter für symmetrische Speisespannungen 11/739

Blodszun, Adelheid

Für einen besseren Service 2/128

Wie steht es mit den Moduln? 4/207

Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Radio 6/347

Blodszun, A.; Schäffer, P.

Und wieder Rathmannsdorf! 10/641

Blodszun, A.; Schlegel, W. E.

Leipziger Herbstmesse 1979 12/777

Bobe, Wolfgang

Ein schneller 8-Bit-Analog-Digital-Umsetzer 1/22

Digitalspeicher in der Oszillografen-Meßtechnik 9/562, 10/629

Böhm, Siegfried

Bemerkungen zur Kurzwellenausbreitung 6/401

Böhme, Gerhard

Für den Service 5/303

Böhme, Günter

Modultechnik in Hörrundfunkempfängern 4/208

Börner, Heinz; Pforte, Dieter

Automatischer funkenerosiver Abgleich von Dünnschichtwiderständen 11/692

Börner, Herbert

Historisches zum Empfängerautomaten 8/535

Bogojew, T.

Integrierte MOS-Schaltungen für elektronische Uhren 8/488

Borgelt, Dieter; Kiekbusch, Arno

100-VA-Generator zur Simulation von Netzfrequenzänderungen 5/321

Bottke, Ernst

Halbleiterinformationen Gleichrichterdiode SY 185 2/107

Breuer, Rudolf; Graichen, Günter

Drei elektronische Drehzahlmesser 11/733

Burkhardt, Steffen; Ruß, Joachim

Einfaches Mikrorechnersystem für Erprobungsaufgaben 7/425

D

Degner, Wolfgang; Horn, Jochen

Einrichtung zur Untersuchung des Steckverhaltens von Flachsteckverbinderkontakten 9/595

Delfs, Jürgen

Taschenrechnerschaltkreis U 821 D im industriellen Einsatz 3/155

Dieben, Annerose; Heymel, Gerhard; Unger, Horst

Schneller Analog-Digital-Wandler für Testzwecke 10/621

Dietz, Klaus

Stereosteuergerät RK 8 sensit 8/515

Dittmann, Henning

XIX. URSI-Generalkonferenz 1978 in Helsinki 3/192

Dräger, Rolf

Diskussion: Digitale Belichtungsuhr mit TTL-IS 7/455

E

Eckert, K.; Raab, G.; Schlegel, W. E.

Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Meßtechnik und Datenerfassung 6/352

Edelmann, Peter

Integrierte Lautstärke- und Klangeinsteller A 273 und A 274 12/751

Ehrhardt, Lutz

Halbleiterinformationen Leistungstransistor SD 168 12/789

Elsasser, Manfred

Heimstudioanlage für hohe Ansprüche 12/802

Engel, Fred

VI. Fachausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte 4/247

Engelmann, Ullrich; Schmelovsky, Karl-Heinz; Weiße, Dieter

Entzerrungsfreies Demodulationsverfahren für Magnetschichtspeicher 10/633, 11/719

Enghardt, Dieter

Für den Service 10/650

Erler, Heinz; Welzel, Hans-Jürgen

Schwarzweiß-Fernsehempfänger der VT-Gerätegeneration 9/566

F

Finke, Karl-Heinz

Mechanische und elektrische Einstellungen und Kontrollen am Tonbandgerät B 700 1/37, 2/95

Für den Service 5/305, 10/652, 11/711

Einige Gedanken zum Auftreten von Rumpelgeräuschen 9/580

Messen hochohmiger Widerstände 9/580

Fischer, Hans-Joachim; Langhoff, Norbert

Kosmosforschung und Elektronik Stimulanz und Wechselwirkung 8/479

Frahm, Jürgen; Junge, Klaus

Halbleiterinjektionslaser und seine Anwendungen 2/71, 3/178

Franke, Klaus; Sterl, Helmut

Mikrorechnergesteuertes fernsehkompatibles Datensichtgerät 4/235

Franz, Udo; Stuhec, Herbert; Vyhnal, Dieter

Eingabe des Informationsgehaltes von Thermovisionssignalen in Kleinrechner 12/767

Fredrich, Wolfgang; Kob, Frieder

Universalsteckeinheit zur Realisierung von Versuchsschaltungen 6/340

Frenzel, Hans-Ullrich

Phasenregelkreis zur Drehzahlregelung von Gleichstrom-Nebenschlußmotoren 2/82

Füger, M.

s. Baumann, W.

Füger, Matthias; Horn, Jochen

Kontaktwiderstandsmeßplatz zum punktweisen Abtasten ebener Proben 9/596

G

Gaunitz, Udo

Physiologische Lautstärkeregelung 8/529

Geitner, Gert-Helge

Technik der Mikrorechner 12/771

Gerlach, Eberhard
Elektronisch regelbarer NF-Baustein 7/462
Anwendungen des Schieberegisters U 311 D 12/757

Gerlich, Heinz; Tetzlaff, Volkmar
Zähler G-2001.500 . . . . . 8/513

Gesellensetter, Karl-Heinz
Elektronischer Blinkgeber mit A 301 D 7/451

Gleichmann, Lüder; Ranft, Georg
Gleichrichterschaltungen mit A 301 D 6/365

Gödicke, Frank
s. Beger, Wolfram

Götze, Stefan; Jankowski, Romuald; Pfeiffer, Volker; Wuttke, Heinz-Dietrich
PROM-Programmierung . . . 8/495

Graichen, Günter
s. Breuer, Rudolf
Anlaufschaltung für analog wirkende Stromrichterregelungen 1/51
VMOS-Feldeffekttransistoren . 2/97
Impulsgeber mit MOS-Bauelementen 8/499
Schaltung zur Signalverzögerung 8/531
Integrationsfreundliche Schaltungsanordnung zur Zuordnung von Signalen 12/800

Graichen, H.
s. Baumann, W.

Grande, Siegfried
Parallelschaltung von Leistungsschalttransistoren in einem Schaltnetzteil 7/449

Graumüller, Bernd
Schwachstromkontakte mit verringertem Edelmetallanteil . 9/588

Grimm, E.
Informationsübertragung mit optischem Träger 10/669

Gruner, Peter
Frei wählbares Tastverhältnis mit Quarzgenauigkeit . . . 5/331

Günther, G. E.
Doppel- und Tandempotentiometer nach eigener Wahl . . 5/275

H

Haberl, Hermann
Für den Service . . . 5/303, 10/652

Hadamowsky, Hans-Friedrich
Diagnostik von Bauelementen der Mikroelektronik 11/687

Hänsel, Günther; Treetz, Jürgen; Hoppe, Günter
Messung analoger IS mit dem Testsystem T 2000 . . 10/625, 11/701

Häntsch, H.; Holtfreter, W.; Ulrich, L.
Mikrorechnergesteuertes Gerät zur Erfassung und Verdichtung von Meßdaten 4/257

Halank, Winfried
HiFi-Fonoautomat PA 225 . . 10/659

Hanemann, Dieter
AM-FM-Autoportable 8/521

Hecht, G.
s. Baumann, W.

Heeg, Karl-Heinz; Just, Hans-Jürgen
Untersuchungen an indirekten und direkten Steckverbindern mit verschiedenen Kontaktschichtkombinationen . . . 9/593

Heilig, K.; Reineke, J.
Einfacher Streufelddetektor . 11/727

Henkel, D.
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Datenverarbeitungsanlagen . 6/356

Hennicke, Wolfgang; Warkus, Karl
Rundfunk-Fono-Kombinationen stereo-set 4000 und 4001 . . . 4/212

Hennig, Eberhard; Uhlig, Lothar
Automatisierung des Kollisionsverhütungsprozesses . . 5/292

Hermann, Albrecht; Pohl, Rainer
Übertragung eines zweiten Tonkanals im Fernsehrundfunk 1/40

Herrmann, Wolfgang
Technik der Mikrorechner
1/27, 2/91, 3/163, 4/227, 5/301, 6/367, 7/435, 8/503, 9/573

Herrmann, Wolfgang; Schlechter, Jürgen; Windisch, Istvan
Technik der Mikrorechner . . 10/637

Heymel, Gerhard
s. Dieben, Annerose

Höft, Herbert; Urbig, Jürgen
Über das Kontaktverhalten elektrisch leitfähiger Elastomere auf Silikonkautschukbasis 9/586

Hofmann, Gert
Universeller Adapter für den Mehrkanalanalysator NTA 1024 1/44

Hohdorf, Eberhard
s. Beger, Wolfram

Holland, Dieter
Heimempfänger Stereo 5080 . 1/45

Holtfreter, W.
s. Häntsch, H.

Hoppe, Günter
s. Hänsel, Günter

Horn, Jochen
s. Baumann, W.
s. Degner, Wolfgang
s. Füger, Matthias

J

Jakubaschk, Hagen
Kraftfahrzeug-Drehzahlmesser mit digitaler Anzeige . . . 2/126

Jankowski, Romuald
s. Götze, Stefan

Junge, Klaus
s. Frahm, Jürgen

Jungnickel, Horst
Meßwertdarstellung mit Farbfernsehgeräten 4/233
Frequenzteilerschaltkreis K 155 ИЕ 8 . . . . 5/320

Just, Hans-Jürgen
s. Heeg, Karl-Heinz

K

Kahnt, Dietrich
Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen 8/484

Kalmár, Gábor
Degradationsprozesse in integrierten Schaltungen 2/98

Kantimm, Siegfried
Halbleiterinformationen Monolithische bipolare Analogschaltkreise A 210 D und A 210 K 4/243

Kantimm, Siegfried; Wagner, Ralf
Halbleiterinformationen Analoger integrierter Festkörperschaltkreis A 295 D . . . 7/443

Kiekbusch, Arno
s. Borgelt, Dieter

Kirf, Hans-Joachim; Seibt, Horst; Ulrich, Lothar
Mikrorechnerarbeitsplatz für die Aus- und Weiterbildung . 8/496

Knüttel, Heinz
Für den Service 10/651

Kob, Frieder
s. Fredrich, Wolfgang

Köhler, Manfred
Für den Service . . . 5/303, 10/651

Köhler, Thomas
Positionierantrieb mit digital geregeltem Gleichstrommotor . 6/380

Kramer, Peter
Für den Service 11/711

Kröber, Reinhard
Diskussion: 10-Bit-Dekodierschaltung 7/454

Krüger, Thomas; Windisch, Istvan
Technik der Mikrorechner . . 11/707

Kubias, Tomáš
Hexadezimalanzeige 6/366

Kühne, Harro
Einfacher Operationsverstärker mit B 340 D und SMY 52 . 1/59
Temperaturstabile Spannungsreferenzelemente 2/79
Der Norton-Verstärker – ein Operationsverstärker mit Stromdifferenzeingang 3/189
AC-DC-Umsetzer mit guten Frequenzeigenschaften . . . 4/261
Begrenzer für Sinussynthetisatoren 7/431
Einsatz des integrierten Spannungsreglers MAA 723 in proportionalen Temperaturregelschaltungen 11/705
NF-Leistungsverstärker UL 1401 bis UL 1403 als astabile Leistungsimpulsgeneratoren . . 12/762

Kühne, Helmar
s. Bilz, Frank

Kühnel, Claus
Helligkeitsmodulation bei LED-Anzeigeeinheiten 4/220
Einfache elektronische Betragsbildung 5/298
Programmierbare Operationsverstärker 6/360
Bipolare und MOS-Bauelemente auf einem Chip . . . 7/447

Kühnel, Claus; Postel, Udo
Der elektronische Synthesizer 2/119, 3/184

Kullmann, Joachim
Hinweis zur Fotografie von Fernsehschirmbildern 10/648

Kupfer, Klaus
Untersuchungen an Doppel-SFETs 6/383

L

Laeske, Günter
HiFi-Kassettentonbandgerät TC-229 SD 5/311, 6/393

Lange, Wolfgang
Retriggerbarer Zeitschalter mit vernachlässigbarem Ruhestrom 8/532

Langhoff, Norbert
s. Fischer, Hans-Joachim

Lerch, Claus; Winkler, Horst
Stand & Tendenzen: Kunststoffolie-Kondensatoren . . . 5/287

Lippe, R.; van Treeck, E.
Spannungsgesteuerter Phasenschieber 3/195

Lünser, Dieter
Magnetische Speicherung digitalisierter NF-Signale mit Kassettenrecordern 2/117

M

Maecker, Peter
Der Kirnbauer-Coup 3/193

Matzke, Heinz; Tetzlaff Volkmar
Universalzählersystem S 2201.000
Neue Systemtypen 8/511

Meyer, Klaus
Umbau des Stereokassettengerätes MK 43 auf Handaussteuerung 10/667

Mögling, Wolfgang
Halbleiterinformationen Sowjetische Transistoren KT 3107 . . . . 5/307

Müller, Dietmar
s. Ahner, Bernd

Müller, W.
Thyristor-Vollwellensteuerung . 5/327
Wechselseitige Ansteuerung von zwei Lichtemitterdioden . 8/539

Müller-Dittmann, Hansjürgen
Elektrisch leitfähige Elastomere als Kontaktelemente in elektronischen Schaltungen . 9/584

N

Neben, Hans-Jürgen
Einsatz handelsüblicher Kassettenrecorder als Diktiergeräte 3/191

Nicklisch, G.
Kopplung eines Mikrorechners mit ESDM 31 . . . . 12/791

O

Oberst, Wolfgang; Seifart, Manfred
Integrierende A-D-Umsetzer . 7/419

P

Paul, Reinhold
Internationale Festkörperschaltungskonferenz ISSCC 1979 . 9/601

Pfau, H.; Scherber, P.; Tank, M.
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Elektroakustik 6/348

Pfeiffer, Volker
s. Götze, Stefan

Pforte, Dieter
s. Börner, Heinz

Pohl, Rainer
s. Hermann, Albrecht

Pomykala, Stanisław
Frequenzmodulierte Speicherung von analogen Signalen auf Magnetband 11/724

Postel, Udo
s. Kühnel, Claus

Propp, Harald
Impulssubtrahierer 10/676

Purschwitz, Rainer
Avalanchegeneratoren zur Erzeugung steiler Rechteckstromimpulse 6/385

Pustlauk, Gerd; Ruser, Detlev
Kleinstecholot 5/295

Q

Quendt, Wolfgang
Autoempfänger A 200 . . . 10/653

R

Raab, G.
s. Eckert, K.

Radandt, Roland
Stereodekoder mit A 290 D . 2/116

Radecki, Jan; Wasik, Juliusz
Signalamplitudenvergleich mit Digitalkomparatoren 12/770

Ranft, Georg
s. Gleichmann, Lüder

Reckziegel, Rudolf
Zusatzgerät für die Informationsdarstellung auf dem Oszillografenschirm 1/24

Reimann, Wolfgang
Mikrorechnersystem K 1510 7/421, 8/491

Reineke, J.
s. Heilig, K.

Richter, H. G.
Verringerung der Bildstörungen bei der Wiedergabe magnetisch gespeicherter Farbbildsignale 8/525, 11/729

Riedel, Sepp; Schlechte, Rainer
TTL- und CMOS-Logiktester . 8/498

Rose, Lothar
Zweipollichtschranke mit Sprungverhalten 1/60

Ruhnow, Jens
Digitaler Rechteckimpulsgenerator 1/49
Automatische Meßbereichswahl 2/88
Stationstasten für Autosuper . 5/319

Ruser, Detlev
s. Pustlauk, Gerd

Ruß, Joachim
s. Burkhardt, Steffen 7/425

S

Salomon, Peter
Eisenlose Gleichspannungswandler mit A 205 . . . . . 4/263

Schäffer, Peter
s. a. Blodszun, A.
Albert Einstein 1879–1953 . . 3/143
Die Technik – Prüfstein der Gesellschaftssysteme 10/615

Schatter, Günther
Schneller Meßwertspeicher in einem Meßwerterfassungssystem 7/429

Schauer, Lothar
9-Bit-Digital-Analog-Wandler in Dünnschichthybridtechnik . 10/623

Scherber, P.
s. Pfau, H.

Schlechte, Rainer
s. Riedel, Sepp

Schlechter, Jürgen
s. Herrmann, Wolfgang

Schlegel, Wolfgang E.
s. a. Blodszun, A.
s. a. Eckert, K.
Zum neuen Jahr 1/7
Zentrale MMM 1978 . . . . 2/67
Leipziger Frühjahrsmesse 1979
Schwerpunkt Technologie . 6/343
Bauelemente 6/344
Technologische Ausrüstungen 6/359
Klassik auf Musikkassetten . 10/646

Schlenzig, Klaus
Erweiterter Einsatz von Quarzuhren 1/55
Unterbrechungsfreie Stromversorgung 11/737
Elektronisches Schloß mit aktiven Filtern 12/798

Schlöffel, Ursula
Halbleiterinformationen
Zeichengenerator U 401 D . 3/171
Zeichengenerator U 402 D . 3/173

Schmelovsky, Karl-Heinz
s. Engelmann, Ullrich

Schmied, Horst
Elektronische Bauelemente der VR Bulgarien 4/251

Schoppnies, Erhard
Über Submikrometerstrukturen zur Größtintegration 1/8

Seeger, Bernd
Halbleiterinformationen CMOS-Uhrenschaltkreis U 113 F 5/309

Seeler, H.-J.
Für den Service 11/711

Seibt, Horst
s. Kirf, Hans-Joachim

Seifart, Manfred
s. Oberst, Wolfgang

Selle, H. G.; Tank, M.
Leipziger Frühjahrsmesse 1979, Fernsehen 6/346

Senf, Wolfram
Kenngrößen von Streifenleitungen 12/765

Sinn, Wolfgang
Verzerrungsmeßeinrichtung für Datenübertragungssysteme . 4/260

Sonntag, Eberhard
Für den Service 10/652

Steineckert, W.
Elektronik auf DDR-Briefmarken 10/644

Steiner, Siegfried
Stern-Radiorecorder R 4000 . 10/664

Steinert, Reinhard
Für den Service 5/303

Steinhagen, Hans
Sequentieller Digitalwertkomparator 5/299

Steinke, Gerhard
Möglichkeiten und Grenzen der kopfbezogenen Stereofonie 6/388, 7/456

Sterl, Helmut
s. Franke, Klaus

Streubel, P.
s. Althus, J.

Striček, František
Neue Schaltkreise für TV-Geräte 2/111
Berichtigung dazu 5/277

Stuhec, Herbert
s. Franz, Udo

Syhre, Jürgen
D 192 als Frequenzteiler . . 9/572

T

Tank, M.
s. a. Pfau, H.
s. a. Selle, H. G.
Leipziger Frühjahrsmesse 1979
Sonstige Konsumgüter . . 6/351
Nachrichtengeräte 6/358

Tanneberger, Klaus
Untersuchung der Frittung von Kontakten 9/581

Tetzlaff, Volkmar
s. Gerlich, Heinz
s. Matzke, Heinz

Thieme, Paul-Joachim
UHF-VHF-Breitbandantennenverstärker 4/218

Topf, Horst
Digitaler Spitzenspannungsmesser 3/175

van Treeck, E.
s. Lippe, R.

Treetz, Jürgen
s. Hänsel, Günter

Trempler, W.
Neues Instrumentenlandesystem (ILS) 7/411

Troll, Andreas
Realisierung der Auffrischlogik beim Einsatz dynamischer RAM in Mikrorechnern . 3/159

Trzaska, Reinhard
Für den Service 10/650

Turinsky, Günter
Impulsreflektometerzusatz . . 1/59
Fotodetektor mit D 150 C . . 1/131
Für den Service 4/241
Taktversorgung in EDVA . . 5/282
Schaltung zur Flankenformung 5/331
Schaltereigenschaften des NF-Leistungsverstärkers A 210 K . 6/363
Zusammengesetzes Flip-Flop . 6/403
Bestimmung der Wellendämpfung einer Übertragungsleitung in einer EDVA 7/434
Verzögerungsbaustufe mit AND-OR-Inverter D 150 C . . 7/467
Angepaßte Wellenleitungen in Mehrebenenleiterplatten . 8/500
Logische Komparatorschaltung 8/539
Digitale Pegelwandler für LSI-Schaltkreise 9/560
Leistungsschalter mit NF-Verstärker A 211 D 9/599
Einfacher Funktionstester für die IS A 211 D 10/675
Impulsleseschaltung 11/739
Breitbandverstärker mit einer Bandbreite über 300 MHz . . 12/809

U

Uhlig, Lothar
s. Hennig, Eberhard

Uhlmann, Rüdiger
Fortschritte und Einsatzmerkmale der Hybridtechnik . . . 9/551

Ullmer, Wolfgang
Elektronische Galvanometer EG 01 . . . . 11/703

Ulrich, Lothar
s. Häntsch, H.
s. Kirf, Hans-Joachim

Unger, Horst
s. Dieben, Annerose

Urbig, Jürgen
s. Höft, Herbert

V

Viehweger, Hermann
Verfahren zum Durchkontaktieren von Leiterplatten . . . 3/182

Vollstädt, Rainer
Trigger mit schaltbarer Hysterese 2/104

Vyhnal, Dieter
s. Franz, Udo

W

Wagner, Ralf
s. Kantimm, Siegfried

Wahl, Gerhard
Akustische Überwachung . . 9/572

Warkus, Karl
s. Hennicke, Wolfgang

Wasik, Juliusz
s. Radecki, Jan

Weiße, Dieter
s. Engelmann, Ullrich

Welzel, Hans-Jürgen
s. Erler, Heinz

Wengel, Norbert
Einplatinenrechner mit U 808 D 9/554

Werner, Hans-Georg
Für den Service 10/651

Werrmann, Hans-Jörg
Einsatz der Mikroelektronik in elektronischen Konsumgütern . 3/151

Wetzko, M.
s. Althus, J.

Wildner, Siegfried
s. Bauch, Rainer

Windisch, Istvan
s. Herrmann, Wolfgang
s. Krüger, Thomas

Winkler, Hans-Helmut
Für den Service 11/711

Winkler, Horst
s. Lerch, Claus

Witthauer, Peter
Digitales Temperaturmeter DTM 1 . . . . 5/290

Wolf, D.
s. Baumann, W.

Wollenberg, Günter
CNC 600 – Ein numerisches Sterungssystem auf Mikrorechnerbasis 11/694

Wuttke, Heinz-Dietrich
s. Götze, Stefan

Z

Zech, Gerhard
Radiorecorder CF 160 S . . . 7/439

Zwicker, Wolfgang
Zifferngroßdarstellung mit WF-Digitalbausteinen . . . 11/718

OBJEKTERKENNUNG

Einführung in die mathematischen Methoden der Zeichenerkennung

Von
Dr. Hans-Egon Steinhagen
und Dr.-Ing. Siegfried Fuchs

1. Auflage 1976.
436 Seiten, 165 Bilder,
32 Tafeln, Leinen, 49,00 M,
Bestell-Nr. 552 378 8

Durch jede Buchhandlung erhältlich

Das Buch führt den Leser in die Problematik der automatischen Objekterkennung ein, vermittelt einen Überblick über die grundsätzlichen Begriffe und Probleme und stellt die Methoden des Entwurfs technischer Erkennungssysteme in übersichtlicher Form dar. Ausgehend von einer zentralen Interpretation der Erkennungsprobleme wird eine zusammenhängende Darstellung der theoretischen Grundlagen bei stetiger Steigerung des Abstraktionsgrades vorgelegt. Der Zusammenhang zwischen Theorie und Praxis erfolgt durch Einfügen zahlreicher Beispiele und zweckmäßig ausgewählter Aufgaben und deren Lösung.

INTERESSENTEN: Ingenieure, Mathematiker, Naturwissenschaftler; Studierende an technischen Hoch- und Fachschulen der Fachrichtungen Informationstechnik, Informationsverarbeitung und Kybernetik (Hauptanwendungsgebiete: Rechentechnik und Datenverarbeitung, Automatisierungstechnik, Medizintechnik).

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Speichertelemetrisches Datenerfassungssystem 3/140
Speisespannungsanzeige, einfache . . 2/131
Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer der DDR
September 1978 . . . . 1/4
März 1979 . . . . 7/412
Juni 1979 . . . . 11/684
Steuer- und Schutzschaltung für Wechselstrom-Asynchronmotoren 3/195
Steuerung eines Gleichstrommotors im Schaltbetrieb 4/268
Stromversorgungszusatz zur Gewinnung von zwei Gleichspannungen entgegengesetzter Polarität 8/539
Substratmaterial, ein neues 3/141
Supraleiter 7/412
Supraleitfähige Kabel 5/277
Supraleitung 10/612

T

Tadiran-Lithium-Batterie 5/277
Tagungen, Lehrgänge, Ausstellungen
Fachtagung „Rationalisierung der elektrischen Anschluß- und Verbindungstechnik" 8/475
Internationale Ausstellung „Mittel des ESER und des SKR und ihre Anwendung" 7/412
Meßgeräte-Verkaufsausstellung . . . 3/139
VEB Kombinat Nachrichtenelektronik zur LFM 1979 . . . . 3/139
Weltverwaltungsfunkkonferenz (WARC) 79 des Internationalen Fernmeldevereins 9/548
Zentrale MMM 1978 . . . . 2/67
VI. Kontakt-Tagung der DDR 1/3
5. „Tage der Wissenschaft und Technik" an der TH Karl-Marx-Stadt . . 5/275
5. Wissenschaftliche Konferenz der Ingenieurhochschule Mittweida . . . 4/204
7. Fachtagung „Kleb- und Gießharztechnik (Techno-Bond 80)" 6/339
16. Wissenschaftliches Symposium „Feingerätetechnik und Mikroelektronik" 3/139
17. Wissenschaftliches Symposium „Montagetechnologie der Mikroelektronik" 8/475
Taschen-Sprachübersetzer 9/549
Technologie
Bipolares lineares Verfahren . . . 5/277
Einpreßtechnik für Kontakte 8/477
Elektrostatische Pulversprühverfahren . 11/685
Filmbonden 10/612
Großintegrierungsverfahren zur Herstellung digitaler Schaltungen . . . 3/141
Halbleitertechnik 2/68
Halbleitertechnologie . 1/61, 7/412, 9/548
Herstellung von Halbleiterbauelementen und integrierten Schaltungen . . 11/685
High-speed-C²MOS-Technologie . . 11/685
ISL – eine neue Halbleitertechnologie 1/5
Lineare bi-FET-Technologie 12/812
LOCEP-Verfahren 9/549
Molekularstrahlepitaxie 1/4
Polypyron 2/69
Schwalbenschwanz-Doppelheterostruktur 12/749
Sputtertechnik 4/205
Temperaturmeßgeräte mit Temperaturfrequenzwandlern auf Quarzzeitbasis . 10/613
Temperaturregler 3/195
Testschaltung zur Messung der relativen Fotostromempfindlichkeit von Fototransistoren 10/675
Thermisches Verhalten elektronischer Geräte 6/341
Thermoplastmagnete 9/603
Thyristor, der bisher größte realisierbare 11/685
Tonbandtechnik
Mikroprozessorgesteuertes Kassettentonbandgerät 10/612
Tonspeichergeräte 11/685
Tragbarer Zweikanal-Magnetbandspeicher 11/684
Transistoren
Eintransistorzelle 6/341
Magnetotransistor 9/603
Sperrschicht-FETs mit Schachbrettgeometrie 7/413
Verbesserte Silizium-Piezotransistoren 4/205
Transverter für symmetrische Speisespannungen 11/739

U

Übertragung von Stereosignalen nach dem Zweiträgerverfahren 12/749
Über- und Unterspannungsanzeige . . 9/603
UKW-Rundfunkempfang, beim 10/613
Ultraflachbatterien 12/749
Universalsteckeinheit zur Realisierung von Versuchsschaltungen 6/340
Universelle Kartenleseschaltung . . . 7/468
Unterätzungs-Meßmikroskop 3/140
Unterdrückung elektromagnetischer Störungen 11/684

V

Verbesserung der Wirksamkeit von Kühlkörpern 5/277
Verzögerungsbaustufe mit AND-OR-Inverter D 150 C 7/467
Verzögerungsleitung, eine mit akustischen Oberflächenwellen arbeitende . 3/141
Videorecorderprinzip, neues 12/748
Vielseitige Kombinationsmöglichkeiten in der Unterhaltungselektronik 10/613
Vorverstärker mit hoher Aussteuerbarkeit 9/548

W

Wechselseitige Aussteuerung von zwei Lichtemitterdioden 8/539
Werkstoffe
Amorphe Metalle 8/475
Elektrisch leitender Plast 5/277
Magnetmaterial, ein neu entwickeltes 5/276
Wiedergabe von Kunstkopf-Stereofonieprogrammen auch über Lautsprecher . 5/277
Wiedergewinnung schmaler Pulse mit Spitzenwertdetektor 12/812
Wienbrückengenerator 12/812
Wissenschaftliche Sektion Konsumgüter im Fachverband Elektrotechnik der KDT 8/475

Z

Zähldekade mit Siebensegmentanzeige 6/403
Zukünftige Speicher 9/603
Zusatzspeicher ZSG-1 für Oszillografen 9/547
Zweipollichtschranke mit Sprungverhalten 1/60
1-M-Bit-Magnetblasenspeicher 11/684

Aus der Zeitschrift

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 1 (1980)

■ **2. Tagung Elektroniktechnologie der Sektion Elektronik der Humboldt Universität zu Berlin**

■ **Nichtfickscher Phosphordiffusion im Silizium**

■ **Die Röntgenlithografie – ein Strukturierungsverfahren zur Herstellung von Submikrometerbauelementen**

■ **Stoffwanderungsvorgänge im Prozeß der Kontaktierung**

■ **Einsatz der Elektronenstrahltechnik zur Erzeugung von Siliziumkarbidschichten**

■ **Mikroelektronik-Technologie für Thermodruckköpfe**

■ **Untersuchung an Aluminiumschichten auf Halbleiterwerkstoffen bezüglich ihrer Fügbarkeit**

■ **Mathematische Erörterungen zum Einfluß der Feuchtediffusion bei plastverkappten elektronischen Bauelementen**

■ **Identifikation von Fehlern in analogen Schaltungen**

■ **Mikrorechnereinsatz zur Prüfung und Fehlerlokalisierung analoger Schaltungen auf der Grundlage einer Mustererkennungstechnik**
Die Entwicklung kostengünstiger und zeitsparender Prüfverfahren mit automatischer Fehlerlokalisierung spielt eine bedeutende Rolle in der Rationalisierung prüftechnologischer Aufgaben. Die vorliegende Arbeit stellt einen Beitrag zur Fehlerdiagnose auf der Grundlage einer tabellarischen Zuordnung von Meßwertabweichungen und Fehlerursachen und der Einführung eines Merkmalvektors dar.

■ **Übertragungseigenschaften direkt an die Lumineszenzdiode angekoppelter Lichtleitfasern**
Ausgehend von den spektralen Emissionseigenschaften der Lumineszenzdiode wird ein Modell zur Bestimmung der optischen Nahfeldeigenschaften eines direkt auf die Lumineszenzdiode aufgesetzten Stufenindex-Multimodenlichtleiters beschrieben. Dabei wird auf den Einfluß der Fasereigenschaften auf das Nahfeld am Faserausgang eingegangen. Die Eignung der lichtleitergebundenen Informationsübertragung wird dargestellt.

■ **Einsatz von Wellenleitertapern bei der optischen Kopplung von Lichtleitern**
Es wurden die allgemeinen Probleme bei der optischen Kopplung von Lichtleitfasern untereinander und mit Strahlungssendern behandelt. Dabei werden, ausgehend vom Stand der Technik, die weiteren Schwerpunkte der Forschung genannt. Insbesondere wird die Kopplung von Lichtleitern mit unterschiedlichem Querschnitt mit Wellenleitertapern behandelt. Die nähere Betrachtung der Einsatz- und Dimensionierungsbedingungen sind Hauptgegenstand des Beitrags.

■ **Elektronische Eingabe und Ausgabe von Daten**
B, 1 Datenerfassung grafischer Kurvenverläufe
Der Artikel stellt überblicksmäßig verschiedene Möglichkeiten zur Erfassung grafischer Kurvenverläufe für die Weiterverarbeitung in elektronischen Auswertegeräten dar. Es werden Möglichkeiten und Grenzen eines Abtasters diskutiert, der mit einer Transistorfernsehkamera arbeitet, sowie Beispiele für Anwendungsmöglichkeiten genannt.

■ **Röntgenografische und Röntgen-Spektraluntersuchungen der Arbeitsfläche von Magnetköpfen**

Patente

A

Abschirmung für Mehrspurmagnetköpfe 6/405

Anlaufschaltung für gesteuerte Stromrichter 10/677

Anordnung zum Anschluß von Halbleiterbauelementen bei integrierten Mikrowellenschaltungen 8/541

Anordnung zur Aufzeichnung und zur Wiedergabe von Videosignalen 5/333

Antennen

- Grenz-Kurzwellen-Dipolantenne für Nahverkehr 3/197
- Kurze breitbandige lineare Antenne 9/605
- Querstrahlende nullstellenfreie Antennenanordnung 3/197
- Richtfunkantennen, Einrichten von 3/197

Aufzeichnung oder Wiedergabe eines Videosignals 8/542

Auswertung von markierten Aufzeichnungsträgern 6/405

Auswertung von Wiedergabesignalen magnetischer Aufzeichnungsträger 4/270

Automatische Störaustastung beim AM-Empfang 12/814

B

Begrenzung variabler Spannungen verschiedener Polarität 8/542

Beschallungssystem 6/406

Bistabile Kippschaltung 4/269

D

Demodulation frequenzmodulierter Signale 2/133

Demodulation von auf Magnetband aufgezeichneten Diphasesignalen 5/334

Differenzverstärkerschaltung 5/334

Digital-Analog-Umsetzer 8/541

Driftkompensationsschaltung 11/741

E

Eingangsanordnung für Rundfunkempfangsgeräte 9/606

Eingangs- und Ausgangsstufen zur Übertragung von Signalen zwischen zwei Chips mit schnellen Komplementär-MOS-Schaltungen 4/270

Elektronische Stummschalter 6/405

Elektronischer Schalter für Analogsignale 4/270

Erzeugung des Aufnahme-Wiedergabefrequenzganges eines integrierten Leistungsverstärkers für Tonbandgeräte 11/741

Erzeugung langsamer zeitlinearer Spannungsverläufe 2/134

Erzeugung von Impulsen aus Wiedergabesignalen digitaler Magnetbandspeicher 5/333

Erzeugung von Lincompex-SSB-Signalen 12/813

F

Farbbalken-Testsignal, Auswertung eines – nach dem SECAM-Standard 1/62

Ferritmagnetkopf 7/470

Frequenzdiskriminator 2/133

G

Gewinnung von Steuersignalen für die Korrektur der Schaltphase des zeilenfrequenten Umschalters in einem SECAM-Farbfernsehempfänger 3/198

H

Hystereseschaltung 3/197

I

Impulsformer 11/742

Impulsschaltung 2/134

K

Kapazitiver elektroakustischer Wandler 11/742

Kodierung und Dekodierung von Farbfernsehsignalen 11/742

Kombinierte Amplituden- und Frequenzmodulation für HF-Oszillatoren 12/813

Kompatibles quadrofonisches Signalübertragungssystem 3/198

L

Logische Torschaltung 7/469

M

Magnetkopf zur Aufzeichnung kleiner Spuren 4/269

Mischen von Farbvideosignalen des SECAM-Standards 12/813

Monostabile Schaltung mit definierten Ausgangsimpulsflanken 7/470

Monostabile Schaltung, spezielle – mit TTL-Schaltkreisen 2/133

MOSFET-Verstärker mit höchstohmigem unsymmetrischem Eingangs- und niederohmigem unsymmetrischem Ausgangswiderstand 10/677

Multivibrator, astabiler – mit konstantem Tastverhältnis der erzeugten Impulsfolge 10/677

Multivibrator, astabiler – mit veränderlicher Frequenz 2/134

Multivibrator, emittergekoppelter 4/270

N

NF-Endstufenverstärker für HiFi-Verstärker 10/677

Niederfrequenzverstärker mit hohem Eingangswiderstand 10/678

O

Optoelektronisches Mikrofon 7/469

P

PAL-SECAM-Adapter 9/605

Pegelverschiebung beim Koppeln von Halbleiter- oder Röhrenstufen 10/678

Phasen- bzw. Frequenzvergleichsschaltung 1/61

Rauschminderung und Fehlerkompensation bei Fernseh-Übertragungs- und Speicheranlagen 7/469

R

RC-Rechteckgenerator nach dem Ladestromverfahren 1/61

S

Schallstrahler 9/606

Schaltungsanordnung eines als Prüfstift ausgebildeten Anzeigegerätes 12/814

Schaltungsanordnung zur Gewinnung eines TTL-Signals von einem Fototransistor 1/62

Schaltungsanordnung zur Gleichrichtung kleiner Wechselspannungen 4/269

Schneiden und Kleben von Magnetbändern 12/813

Schwellwertschalter mit stabilisierender Wirkung 2/133

Spannungsbegrenzung an Schalttransistoren beim Abschalten von induktiven Lasten 2/134

Spannungsfolgerschaltung 12/813

Speicherzeitverkürzung des Leistungstransistors in Spannungswandlern 6/406

Stabilisierte Gleichspannung für Zeilenendstufen 5/334

Stabilisierter Impulsgenerator 7/470

Steuerbarer Rechteckgenerator hoher Temperaturstabilität 8/542

Steuerung der Stromüberlappung geschalteter Ausgangsstufen 3/198

Steuerung eines synchronisierbaren mechanischen Lichtablenksystems 9/605

T

Temperaturkompensation von Dunkelstromänderungen 5/333

Temperaturkompensierter Serienstabilisator 3/197

Triggerstufe für Wechselspannung 4/269

U

Übertragung bzw. Speicherung von SECAM-Farbfernsehsignalen 9/606

Umschalten und Abgleichen der Vormagnetisierung eines Magnetbandgerätes 6/405

Umschalt-Löschschaltung zur Vermeidung von Mitkopplungen und Schall- und Nachhallverstärkung in elektroakustischen Beschallungsanlagen 7/469

V

Verfahren und Dekodierungseinrichtung für PAL- und SECAM-Farbfernsehsignale 6/405

Verfahren zur Tiefenselektion in dreidimensionalen Objektstrukturen 4/270

Verstärkerschaltung, integrationsfreundliche 6/406

Vorrichtung zur Wiedergabe von Fernsehbildern 10/678

Vorstufenschaltung für Kanalwähler 10/678

Z

Zeitfunktionsschaltung, elektronische 1/62

Zündvorrichtung für Thyristoren 7/470

Übersicht der Servicehinweise 1979

Typ	Problem/Fehler	Heft/Seite
Fernsehgeräte		
Chromat/ Chromalux	Änderung der Konvergenzschaltung	4/241
	Änderung der Hochspannungsregelung	4/241
	Auslötsicherung in VT-Fernsehgeräten (Zeilenendstufe)	4/241
	SECAM-PAL-Dekoder	6/369
	Zusammenstellung der in den Farbfernsehempfängern Chromat/Chromalux verwandten DekoderVideo-Konzepte	6/373
	regenerierte Videomoduln für Chromat und Chromalux	6/376
Chromat 1060	Farbkanal gesperrt (C_{4437})	4/241
	Sperrpunktveränderung (Purpureinfärbung)	10/652
Color 20	falsche Farben (R_{438})	5/303
combi-vision	Bildfrequenz labil, Bild zittert	10/650
	flaues Bild, nur geringes Eigenrauschen	10/650
	kein Ton	10/650
combi-vision 310	Zeilenfrequenz und Bildbreite stark schwankend	10/650
	zeitweise flauer Kontrast	10/650
combi-vision 3101	Bild und Ton verrauscht	10/650
Debüt 312	keine Bildablenkung	10/649
Junost 401 B	Bild verwaschen und übersteuert	10/650
Junost 402 B	Intercarrierbrummen	11/711
Junost 402 BE	Tonbrummen	10/650
Luxomat	keine Zeilensynchronisation	10/651
	Ausfransen senkrechter Konturen	10/651
	eigenartige Gradationsverzerrungen	10/652
	Aussetzfehler (FS 6301)	5/303
Luxomat 110	labile Zeilensynchronisation, Bild flattert	10/649
	keine Bild- und Zeilensynchronisation	10/651
Luxomat VT	schwache Helligkeit	10/649
	VHF fehlt	10/649
	keine Helligkeit	10/651
	Kanäle wandern	10/651
	Helligkeit setzt aus	10/651
	Netztransformator schnarrt	10/652
Luxotron 218	Bild übersteuert, labile Bildsynchronisation	10/649
Luxotron TT	hohe Kanäle lassen sich nicht empfangen	10/652
Raduga 726	neuer Zeilentransformator	8/510
	Farbumschalter geändert	8/510
Stadion 8	Bildsynchronisation schwach	10/652
Stella	Bild verzogen	10/650
	VHF verrauscht – UHF übersteuert	10/651
	Selbsterregung bei kleiner Lautstärke	10/651
Allgemein	Fehlersuche in der Horizontalendstufe vom Luxomat VT	5/304
	Hinweise zu VT-Geräten (Helligkeitsmodulation, C_{5021})	6/376
	starke Kissenverzeichnung der unteren Bildkante	10/652
	UHF ist verrauscht	10/652
Rundfunkgeräte, Radiorecorder (Rundfunkteil)		
Amator Stereo	Kombinationsprobleme (keine TB-Wiedergabe bei angeschlossenem Plattenspieler)	6/376
	Schaltbild	11/713
Junior	Schaltbild	4/242
RK 8 sensit	Service- und Amateurinformationen	8/507
Stereo-empfänger 5080	Service- und Amateurinformationen	3/167
stereo-set 4000	Transistorausfall	11/714
Stern-Dynamic	schlechte Leistung, besonders auf AM (C_{29})	7/442
Transstereo	wilde Schwingungen im NF-Teil (Kondensator einbauen)	5/303
Spulen- und Kassettentonbandgeräte		
B 54	Aussetzfehler (D_2)	5/303
B 57	Störungen beim Diawechsel (Rs_4)	5/303
B 700	mechanische und elektrische Einstellungen und Kontrollen Teil 1 Teil 2	1/37 2/95
CF 160 S	Schaltbild und Abgleichanleitung	7/439

Typ	Problem/Fehler	Heft/Seite
mira	technische Hinweise (Kopfvarianten, Brummstörungen)	6/376
	technische Informationen (Kopfvarianten, neuer Motor, richtige Montage des Seitenteils, neue Rutschkupplung)	8/510
	Wiedergabetaste rastet nicht	11/711
M 2429 FZ	Schaltbild und Abgleichanleitung	9/577
M 8	Ersatzteilversorgung	11/714
MK 21	Ersatzteilversorgung	11/714
R 160	schlechte Leistung, besonders auf AM (C_{29})	7/442
	Knacken bei der Aufnahme	11/711
Tesla 1900 B-1	einige Hinweise zum Betrieb	11/714
Uran	Ersatzteilversorgung	11/714
Allgemein	Kassetten mit zerknittertem Bandanfang	8/507

Schallplattenabspielgeräte

Typ	Problem/Fehler	Heft/Seite
Granat electronic	Umdrehungszahl zu niedrig (C_4)	5/303
Türkis 216	Plattenspieler Türkis 216 mit Entzerrervorverstärker 1508.02.60.00	8/507
Allgemein	Tonarm TA 13 ersetzt den Typ TA 9	8/510

Industriemitteilungen

Problem/Fehler	Heft/Seite
Chromat/Chromalux: Änderung der Konvergenzschaltung	4/241
Änderung der Hochspannungsregelung	4/241
Auslötsicherung in VT-Fernsehgeräten (Zeilenendstufe)	4/241
SECAM/PAL-Dekoder	6/369
Zusammenstellung der in den Farbfernsehempfängern Chromat/Chromalux verwandten Dekoder-Video-Konzepte	6/373
Hinweise zu VT-Geräten (Helligkeitsmodulation, C_{5021})	6/376
regenerierte Videomoduln für Chromat und Chromalux	6/376
Kombinationsprobleme bei Amator Stereo (keine TB-Wiedergabe bei angeschlossenem Plattenspieler)	6/376
Amator Stereo (Schaltbild)	11/713
technische Hinweise zum Kassettenrecorder mira (Kopfvarianten, Brummstörungen)	6/376
Radiorecorder CF 160 S	7/439
HiFi-Stereosteuergerät RK 8 sensit	8/507
neuer Zeilentransformator im Raduga 726	8/510
Farbumschalter im Raduga 726 geändert	8/510
Tonarm TA 13 ersetzt den Typ TA 9	8/510
technische Informationen zum Kassettenrecorder mira (Kopfvarianten, neuer Motor, richtige Montage des Seitenteils, neue Rutschkupplung)	8/510
Radiorecorder M 2429 FZ (Schaltbild und Abgleichanleitung)	9/577
Auto-Radiorecorder Tesla 1900 B-1	11/714
Ersatzteilversorgung der Importtonbandgeräte Uran, M 8 und MK 21	11/714
Transistorausfall im stereo-set 4000	11/714
Service- und Amateurinformationen: Stereoempfänger Stereo 5080	3/167
HiFi-Stereosteuergerät RK 8 sensit	8/507
Stern-Radiorecorder 4100 Teil 1	12/787

Allgemeines

Problem/Fehler	Heft/Seite
Übersicht der Servicehinweise 1978	1/35
Neuererinitiativen auf der MMM 1978: Farbbalkengenerator FSG 105, Bildröhrenprüfgerät, Transistorprüfstift, Leistungsverstärker, Haltevorrichtung für Transistoren, Meß- und Reparaturplatz für Antennenverstärker, Lötkolbenspitze zum Auslöten von IS, Prüfgerät für integrierte Schaltungen	2/105
Miniaturprüfklemme (Neuererleistung)	4/241
Prüf- und Rationalisierungsmittel für den Service: Montageschlüssel für Motorregelteil von Kassettengeräten, Aussetzfehlerprüfgerät AFG, Prüfgerät für Stereoverstärker und Tonbandgeräte, Bandzugmeßkassette, Motorprüfgerät, Prüfstift zur Fehlersuche, Prüfgerät für Dioden- und Überspielkabel, Anzeigeeinheit zum FM-Abgleich, Testgerät zum Messen der Ausgangsspannung von Stereoanlagen, ZF-Prüfgerät, Servicegerät zur Fehlerlokalisierung und Kontrolle aussetzender Geräte, Farbserivcegenerator, Konvergenzgitter-Generator	4/231
Konvergenzgenerator, Adapterleitung für die Dekoderplatte Chromat, Hochspannungs- und Strahlstrommeßgerät, Gittermustergenerator GG 1, Farbbalkengenerator, Festfrequenz-NF-Generator mit festem UKW-Ausgang, Umschalteinheit für Vielfachmesser, Stromversorgungsgerät mit Signalverfolger und 1-kHz-Generator, Regelnetzteil mit Transistormeßeinrichtung, Löthilfe für handelsübliche Stecker, Kabelmeßgerät, Transporteinrichtung für Fernsehgeräte, Schiebefläche zum Transport von Farbfernsehgeräten im Trabant-Kombi, Ladeeinrichtung für Trabant-Kombi	5/305
auf einer MMM 1978 gesehen: Stereokassettengeräte-Tester	5/306
einige Gedanken zum Auftreten von Rumpelgeräuschen	9/580
Messen hochohmiger Widerstände (mit Voltmeter)	9/580
Errechnen der Spieldauer von Tonbändern	11/711
einige Gedanken zum Auslöten mehrpoliger Bauelemente	11/711
Prüf- und Rationalisierungsmittel: Universalstereomeßplatz, NF-Stereokanaltester, Zwischensockel für Farbbildröhren, Sortiergerät für NF-Vorstufentransistoren, Prüfunterlagen für NF-Verstärker, Abisoliervorrichtung	11/711

Zur Sicherung eines Investitionsobjektes benötigen wir dringend:

1 Zweikanaloszilloskop (größer 50 MHz)
1 DC. AC. R. I.-Digitalvoltmeter 100 µV ... 100 V (G 1001.500-Erfurt)
1 Universalzählersystem (100 MHz) S.-2201.510
1 Impulsgenerator TR-0307 (15 Hz ... 100 MHz)
1 Leistungstransistorenmeßgerät BM 455

neuwertig oder gebraucht.

Angebote mit Preisvorschlag an:

VEB Elbe-Werk Roßlau
45 30 Roßlau
Hauptstraße 117/119 Abt. LO

Service- und Amateurinformationen (69)

Stern-Radiorecorder R 4100

Teil 2

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

5. Prüfung des Kassettenbausteins und Grenzwerte

5.1. Messungen an der Leiterplatte

Die Stromversorgung erfolgt mit TG 30/1. Die Betriebsspannung U_B beträgt 9 V und wird über MK 11 (Masse) und MK 10 (+) angeschlossen.

5.1.1. Statische Messungen der Stromaufnahme

Zur Messung werden ein eingebautes Amperemeter des Stromversorgungsgerätes oder ein UNI 10 empfohlen. Bei der Verwendung eines UNI 10 ist das Amperemeter in die Plusleitung zu schalten.

Meßbedingungen

- Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Aufnahme"
- Hand/Automatik-Umschalter in Stellung „Automatik"
- Fe/Cr-Umschalter in Stellung „Fe"
- Lötbrücke für Automatik offen
- Lötbrücke für Löschgenerator geschlossen, M 32 – Masse
- Tonband/Radio-Umschalter in Stellung „Radio"

Meßwerte

Baugruppe	typ. Wert	Toleranzen	Veränderungen der o. a. Meßbedingungen
NF-Vorstufe	0,68 mA	± 0,1 mA	
Löschgenerator	28 mA	$^{+8}_{-5}$ mA	Löschkopf ist am Pkt. 20 gegen Masse anzuschließen (gegen Pkt. 21) Löschgeneratorbrücke offen (M 32 – Masse) Meßergebnisse beinhalten Stromaufnahme der NF-Vorstufe
Löschgenerator	43 mA	$^{+10}_{-6}$ mA	Fe/Cr-Umschalter in Stellung „Cr"
Aufnahmeverstärker	10,0 mA	± 2 mA	T/R-Umschalter in Stellung „T" Löschgeneratorbrücke ist zu schließen (M 32 – Masse) Meßergebnisse beinhalten Stromaufnahme der NF-Vorstufe
Wiedergabeverstärker	11 mA	± 2 mA	Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Wiedergabe" Meßergebnisse beinhalten Stromaufnahme der NF-Vorstufe sowie die der Einblendautomatik (R_{32}, R_{33}, C_{21}) NF-Vorstufe sowie die der Einblendautomatik (R_{32}, R_{33}, C_{21})

5.1.2. Statische Messungen der Arbeitspunktspannungen

Zur Messung werden ein UNI IV und für mit * gekennzeichnete Spannungen ein UNI II benutzt. Alle Spannungen werden vom betreffenden Punkt aus gegen Masse gemessen.

Meßbedingungen

- Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Aufnahme"
- Fe/Cr-Umschalter in Stellung „Fe"
- Tonband/Radio-Umschalter in Stellung „Tonband"

Meßwerte

Transistor	Basis	Emitter	Kollektor	Veränderung der o. a. Meßbedingungen
T_1	0,55* V	0,02 V	1,8* V	
T_2	0,6* V	0,06 V	1,5* V	
T_3	1,5 V	0,9 V	3,9 V	
T_4	3,9 V	3,35 V	8,0 V	
T_7	0,9* V	0,4 V	2,5* V	
T_8	3,9 V	3,4 V	7,75 V	Löschkopf ist anzuschließen und Löschgeneratorbrücke ist zu öffnen
T_8	0,7 V	0,35 V	7,0 V	Fe/Cr-Umschalter in Stellung „Cr"

5.1.3. Pegelverlauf des Wiedergabeverstärkers

Zur Messung werden ein GF 22, MV 20 und ein EO 174 A verwendet. Die Signaleinspeisung erfolgt über 5,6 kΩ mit dem GF 22 über M 31. Zur Kontrolle wird am M 33 der EO 174 A angeschlossen, und mit dem NF-Spannungsmesser werden die betreffenden Meßpunkte gegen Masse angetastet.

Meßbedingungen

- Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Wiedergabe"
- T/R-Umschalter in Stellung „T"
- an die Punkte 15; 16; 17 ist der Kombikopf X 1 K 25 anzuschließen
- am M 33 wird ein Pegel von 780 mV = 0 dB eingestellt
- mit dem Einstellregler R_{22} werden an Bu_1 (1/4) 180 mV eingestellt (± 5 %)
- die Meßfrequenz beträgt 315 Hz.

Meßwerte

Transistor	Basis	Kollektor
T_1	0,39 mV ± 10 %	19,5 mV
T_2	16,5 mV	
T_3	8,3 mV	
T_4	790 mV	

Meßpunkt M 31 = 0,39 mV ± 10 %
Meßpunkt M 33 = 780 mV
Buchse 1 (1/4) = 180 mV

5.1.4. Frequenzgang des Wiedergabeverstärkers

Meßgeräte und Meßanordnung siehe Punkt 5.1.3.
Das MV 20 ist am M 33 gegen Masse anzuschließen.

Meßwerte

Frequenz in Hz	Ausgangspegel in dB (relativ auf 315 Hz bezogen)		Toleranz in dB
50	+10	+10	±2
63	+10	+10	±2
125	+ 7,0	+ 7,0	±2
250	+ 2,5	+ 2,5	±2
315	± 0	± 0	±0
500	– 3,5	– 3,5	±2
1 000	– 8	– 8,5	±2
2 000	–10,5	–12	±2
4 000	–11,5	–13,5	±2
6 300	–11	–13,5	±2
8 000	– 9	–12,5	±2
10 000	– 8	–11,5	±2
12 500	–	–10	±2

Meßbedingungen

- Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Wiedergabe"
- Fe/Cr-Umschalter in die jeweils benötigte Stellung

– T/R-Umschalter in Stellung „T"
– an die Punkte 15; 16; 17 ist der Kombikopf X 1 K 25 anzuschließen
– am M 33 ist der Pegel 245 mV ≙ —10 dB bei der Frequenz 315 Hz einzustellen
– die Frequenz ist entsprechend den Angaben unter Meßwerte zu verändern; der Pegel wird am NF-Voltmeter direkt abgelesen.

5.1.5. Pegelverlauf des Aufnahmeverstärkers ohne Hand und Automatik

Meßgeräte siehe Punkt 5.1.3. Die Signaleinspeisung über 68 kΩ mit dem GF 22 am MK 5. Zur Kontrolle wird am M 33 der EO 174 A angeschlossen. Mit dem NF-Spannungsmesser werden die betreffenden Meßpunkte gegen Masse abgetastet.

Meßbedingungen

– Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Aufnahme"
– Automatikbrücke öffnen, M 32 an Masse schließen
– an den Punkten 15; 16; 17 ist der Kombikopf X 1 K 25 anzuschließen
– T/R-Umschalter in Stellung „T"
– über den Widerstand R_{25} (18 Ω) ist ein Pegel von 3,6 mV bei Schalterstellung Fe bzw. 4,7 mV bei Schalterstellung Cr einzustellen
– die Meßfrequenz beträgt 315 Hz.

5.1.6. Pegelverlauf des Aufnahmeverstärkers bei Handaussteuerung

Es werden die Meßpunkte wie unter Punkt 5.1.3. und die Meßanordnung wie unter Punkt 5.1.5. verwendet.

Meßbedingungen

– Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Aufnahme"
– Hand/Automatik-Umschalter in Stellung „Hand"
– an den Punkten 15; 16; 17 ist der Kombikopf X 1 K 25 anzuschließen
– T/R-Umschalter in Stellung „T"
– über den Widerstand R_{25} (18 Ω) ist ein Pegel von 3,6 mV bei Schalterstellung Fe bzw. 4,7 mV bei Schalterstellung Cr einzustellen
– die Meßfrequenz beträgt 315 Hz
– Handsteller R_{48} auf maximalen Widerstandswert (75 kΩ) einstellen.

Meßwerte

Transistor	Basis	Kollektor	Meßpunkt	mV
T_1	0,6 mV	25 mV	MK 5	0,7
T_2	21 mV			± 15 %
T_3	8,4 mV		M 31	3,6
T_4	830 mV		M 33	820

5.1.7. Frequenzgang des Aufnahmeverstärkers

Es werden die Meßgeräte wie unter Punkt 5.1.3. und zusätzlich ein NF-Röhrenvoltmeter MV 20 verwendet. Der Generatoranschluß erfolgt wie unter Punkt 5.1.5. beschrieben. Die Ausgangsspannung des Generators wird mit dem MV 20 gemessen, das zweite Voltmeter am M 31 und zur Kontrolle dem EO 174 A am M 33 angeschlossen.

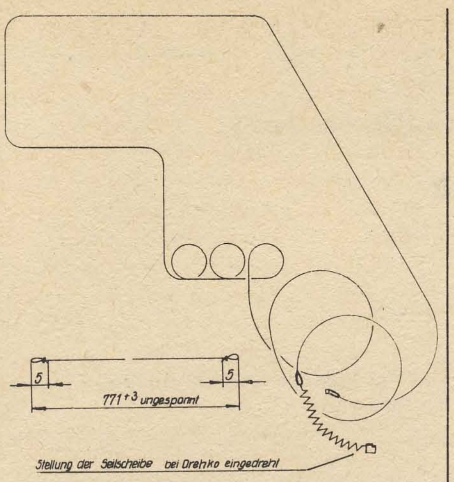


Bild 4: Seillaufplan

Meßbedingungen

– Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Aufnahme"
– Automatikbrücke offen, M 32 an Masse
– Hand/Automatik-Umschalter in Stellung „Hand"
– Fe/Cr-Umschalter in die jeweils benötigte Stellung
– an den Punkten 15; 16; 17 ist der Kombikopf X 1 K 25 anzuschließen
– T/R-Umschalter in Stellung „T"
– mit dem NF-Generator wird bei den einzelnen Meßfrequenzen so viel Spannung am Eingang des Verstärkers angelegt, daß am Widerstand R_{25} (18 Ω) eine konstante Spannung von 3,6 mV bei Schalterstellung Fe bzw. 4,7 mV bei Schalterstellung Cr anliegt
– zu messen ist der Ausgangspegel des NF-Generators
– der gemessene Pegel bei 315 Hz wird als 0 dB angegeben.

Meßwerte

Frequenz in Hz	Generatorpegel in dB		Toleranz in dB
	Fe	Cr	
63	0	0	±2
125	0	0	±2
250	0	0	±2
315	0	0	±0
500	0	0	±2
1 000	—0,5	—0,5	±2
2 000	—1	—1	±2
4 000	—3	—3	±2
6 300	+0	—5	±3
8 000	—8,5	—7,5	±3
10 000	—11	—10	±3
12 500	—	—10,5	±3

5.1.8. Prüfen der Aussteuerungsautomatik

Meßgeräte siehe Punkt 5.1.3. Die Signaleinspeisung erfolgt über 68 kΩ mit dem GF 22 am MK 5. Mit dem NF-Voltmeter wird der Pegel am M 31 gemessen, EO 174 A wird am M 33 angeschlossen.

Meßbedingungen

– Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Aufnahme"
– Hand/Automatik-Umschalter in Stellung „Automatik"
– Fe/Cr-Umschalter in die jeweils benötigte Stellung
– Automatikbrücke schließen
– M 32 mit Masse gebrückt
– an den Punkten 15; 16; 17 ist der Kombikopf X 1 K 25 anzuschließen
– T/R-Umschalter in Stellung „T"
– die in den unter Meßwerte angeführten Generatorspannungen werden dem Verstärker zugeführt und die Pegel entsprechend am M 31 mit NF-Voltmeter gemessen
– die Messung erfolgt mit 315 Hz.

Die Eingangsspannung ist vom niedrigsten bis zum höchsten Wert stetig zu erhöhen. Ein Zurückregeln der NF-Spannungen führt auf Grund der Regelzeit der Automatik zu Fehlmessungen.

Meßwerte

Generatorspannung	Pegel am M 31 315 Hz	
	Fe	Cr
2,3 mV	0,9 mV (+0,1)	1,15 mV
4,7 mV	1,75 mV	2,35 mV
11,7 mV	3,0 mV	4 mV
47,0 mV	3,2 mV	4,3 mV
117,0 mV	3,3 mV $\left(^{+0,1}_{-0,4}\right)$	4,4 mV

5.1.9. Prüfen des Löschgenerators

Zur Messung werden ein EO 174 A, ein MV 20 und ein FZ 113 verwendet. Am MK 8 wird gegen Masse der EO 174 A, das MV 20 und der FZ 113 angeschlossen. Am M 31 wird ein NF-Voltmeter angeschlossen.

Meßbedingungen

– Aufnahme/Wiedergabe-Umschalter in Stellung „Aufnahme"
– Fe/Cr-Umschalter in Stellung „Fe"
– Löschgeneratorbrücke geöffnet
– an den Punkten 15; 16; 17 ist der Kombikopf X 1 K 25 und an den Punkten 20 und 21 der Löschkopf L 1 K 30 anzuschließen.

Abgleich

Der Löschgenerator ist auf eine Frequenz von 72 kHz ± 1,5 kHz abzugleichen. Durch Hinzuschalten des Kondensators C_{29}, der entsprechend der gemessenen Frequenz zu variieren ist, ist der Löschgenerator abzugleichen.
Die ohne C_{29} gemessene Frequenz des Löschgenerators ist in der folgenden Tafel aufgeführt.

gemessene Löschgeneratorfrequenz (ohne C_{29})	zugehöriger Kapazitätswert C_{29}
86 kHz	7,5 nF
85 kHz	7,5 nF
84 kHz	6,8 nF
83 kHz	6,8 nF
82 kHz	5,6 nF
81 kHz	5,6 nF
80 kHz	5,6 nF
79 kHz	4,7 nF
78 kHz	3,9 nF
77 kHz	3 3 nF
76 kHz	3,3 nF
75 kHz	2,2 nF
74 kHz	1 nF

Wird fortgesetzt

Meßschaltung zur Ermittlung des echten Effektivwertes

Ing. HARRO KÜHNE

Die meisten handelsüblichen Wechselspannungsmesser verwenden Spitzen- oder Mittelwertgleichrichter zur Gleichrichtung der zu messenden Wechselspannung. Die Skale solcher Wechselspannungsmeßgeräte ist aber in Effektivwerten kalibriert. Aus diesem Grund ist eine genaue Messung nur für die Kurvenform der Wechselspannung möglich, bei der die Instrumenteneichung erfolgte. Diesen Nachteil vermeiden die sogenannten echten Effektivwertmeßgeräte, die sowohl Gleich- als auch Wechselspannungen mit beliebiger Kurvenform verarbeiten können. Der nachstehende Beitrag gibt eine praktisch erprobte Schaltung für diese Meßaufgabe an. Die Meßschaltung verarbeitet Eingangsspannungen von maximal $U_{e\,eff} = 5$ V, deren Scheitelfaktor bei dieser Spannung noch $C = 2$ betragen darf.

Die Leistungsaufnahme eines Lastwiderstandes R_L ist proportional dem Quadrat der über ihm liegenden Spannung. Für Gleichspannungen U gilt die bekannte Gleichung

$$P = \frac{U^2}{R_L} \tag{1}$$

Solange U eine reine Gleichspannung ist, bereitet deren Messung und damit die Ermittlung der Leistung P keine besonderen Probleme. In den meisten praktischen Fällen ist aber die Spannung U keine reine Gleichspannung, sondern eine periodische oder nichtperiodische Wechselspannung oder eine Gleichspannung, die von solchen Wechselspannungen überlagert ist. Periodische Wechselspannungen sind durch ihre Zeitfunktion eindeutig beschreibbar. Für sinusförmige Wechselspannungen gilt der Zusammenhang

$$U = \hat{u} \sin \omega t \tag{2}$$

Die Größen û und ω stehen für den Spitzenwert und die Frequenz der Wechselspannung. Beide Größen können mit Oszilloskop und einem Frequenzmesser meßtechnisch ermittelt werden. Leider besteht zwischen der im Lastwiderstand umgesetzten Leistung und der Scheitelspannung û bzw. der Frequenz keine unmittelbare Abhängigkeit. Entsprechend der Gl. (1) ist die Leistung dem Quadrat der Spannung proportional. Dementsprechend ist bei periodischen Wechselspannungen die Leistung in R_L abhängig vom quadratischen Mittelwert der Spannung über R_L während der Dauer einer Periode $T = 1/f$. Der quadratische Mittelwert der Spannung wird als Effektivwert U_{eff} bezeichnet und entspricht der Gleichspannung, die über dem Lastwiderstand R_L die gleiche Leistung verursacht wie die betrachtete periodische Wechselspannung. Mathematisch folgt der Effektivwert der Beziehung

$$U_{eff} = \sqrt{\overline{U^2}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T U^2 dt} \tag{3}$$

Von bekannten Wechselspannungen kann nun der Effektivwert aus dem Scheitelwert berechnet werden. Das Bild 1 nennt für einige leicht überschaubare Kurvenformen von periodischen Wechselspannungen deren Effektivwert in Abhängigkeit vom Scheitelwert. Es besteht also zwischen dem Effektivwert und der Scheitelspannung eine eindeutige Zuordnung, die aber exakt nur gilt, wenn die angeführten Signalformen unverzerrt vorliegen. Setzt sich die Spannung über dem Lastwiderstand aus einer Gleichspannung U_- und einer Wechselspannung $U_{eff\sim}$ zusammen, so muß das bei der Errechnung der effektiven Spannung berücksichtigt werden.

$$U_{eff} = \sqrt{U^2_- + U^2_{eff\sim}} \tag{4}$$

Sinusförmige Wechselspannungen sind in der Praxis wohl am häufigsten anzutreffen. Aus diesem Grund benutzt man die im Bild 1 angegebene Abhängigkeit des Effektivwertes von dem Scheitelwert für die Realisierung von Effektivwertspannungsmessern.

Die zu messende Wechselspannung wird direkt oder über einen Vorverstärker einem Gleichrichter zugeführt. Die Gleichspannung am Ausgang des Gleichrichters bringt ein analoger oder auch digitaler Spannungsmesser zur Anzeige. Die Größe der angezeigten Gleichspannung ist nicht nur vom Scheitelwert der Wechselspannung, sondern auch von der Art der benutzten Gleichrichterschaltung abhängig. Verwendet man z. B. einen Spitzenwertgleichrichter, so entspricht die angezeigte Gleichspannung – je nach Polung – entweder dem positiven oder dem negativen Spitzenwert der zu messenden Wechselspannung. Ein Zweiweg-Spitzenwertgleichrichter liefert als Anzeige die Spitze-Spitze-Spannung. Mittelwertgleichrichter liefern eine Anzeigespannung, die dem arithmetischen Mittelwert der positiven oder negativen Spannungsanteile innerhalb einer Periode der Wechselspannung entspricht. Die Ausgangsgleichspannung eines Zweiweg-Mittelwertgleichrichters ist proportional der Summe der arithmetischen Mittelwerte der positiven und negativen Spannungsanteile der Wechselspannung.

Voraussetzung für die korrekte Arbeitsweise eines in Effektivwerten geeichten Wechselspannungsmessers mit Spitzenwert- oder Mittelwertgleichrichter ist, daß die zu messende Spannung keinen Gleichspannungsanteil aufweist. In einem solchen Fall muß dieser mit einem Kondensator abgetrennt werden. Den wirklichen Effektivwert einer Wechselspannung mit Gleichspannungskomponente muß man durch getrennte Messung der Gleich- und Wechselspannungsanteile und durch Einsetzen dieser Werte in die Gl. (4) ermitteln.

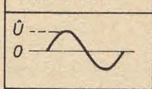
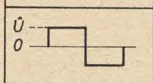
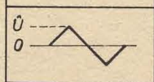
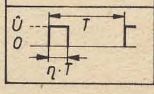
Kurvenform	Effektivwert	Mittelwert	Scheitelfaktor
	$U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$	$U = \frac{2 \cdot \hat{U}}{\pi}$	$C = \sqrt{2}$
	$U_{eff} = \hat{U}$	$U = \hat{U}$	$C = 1$
	$U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{3}}$	$U = \frac{\hat{U}}{2}$	$C = \sqrt{3}$
	$U_{eff} = \hat{U} \cdot \sqrt{\eta}$	$U = \hat{U} \cdot \eta$	$C = \frac{1}{\sqrt{\eta}}$

Bild 1: Effektivwert, Mittelwert und Scheitelfaktor für einige einfache Wechselspannungen

Als zweite wichtige Voraussetzung für eine hinreichend genaue Anzeige gilt, daß nur Wechselspannungen derjenigen Kurvenform genau gemessen werden können, für die die Skale des Instrumentes geeicht wurde. Diese Forderung führt in der meßtechnischen Praxis sehr häufig zu erheblichen Meßfehlern, weil meist nicht mit einer reinen Signalform gerechnet werden kann. Fast alle Wechselspannungsmeßgeräte zeigen den Effektivwert sinusförmiger Signale korrekt an. Solange die Kurvenform der Meßspannung nur wenig vom idealen Sinusverlauf abweicht, ist der dadurch bedingte Meßfehler relativ gering. Die Größe des Meßfehlers bei solchen sinusähnlichen Signalen hängt von der Verzerrung gegenüber der idealen Sinusform und damit der Zahl der gerad- bzw. ungeradzahligen Oberwellen und deren Phasenlage zur Grundwelle ab.

Einen weiteren Einfluß besitzt die verwendete Gleichrichterschaltung. In [1] wurde darüber ausführlich berichtet. Dieser Veröffentlichung wurden auch die nachstehenden praktischen Beispiele entnommen.

Eine sinusähnliche Spannung mit den Spannungskomponenten Grundwelle und 3. Oberwelle besitzt einen Klirrfaktor von $k = 10\,\%$, wenn die Amplitude der Oberwelle 10 % der Grundwellenamplitude beträgt und die Nulldurchgänge der beiden Spannungen gleichphasig sind. Benutzt man zur Messung des Effektivwertes dieser Spannung einen in Effektivwerten geeichten Mittelwertgleichrichter, so ist der angezeigte Wert etwa 3,3 % zu groß. Die Verwendung eines Spitzenwertgleichrichters mit Effektivwerteichung liefert eine um 10 % zu geringe Anzeige. Selbst bei einer erheblichen Abweichung von der Sinusform, wie das z. B. bei einer Dreieckspannung der Fall ist, liefert ein Effektivwertmesser mit Mittelwertgleichrichter nur eine um 3,8 % zu geringe Anzeige. Liegt allerdings eine Spitzenwertgleichrichtung vor, so ist der Ausschlag um 22,5 % zu groß. Diese beiden Beispiele zeigen, daß man für einen in Effektivwerten geeichten Wechselspannungsmesser einen Mittelwertgleichrichter nutzen sollte, da dieser meist geringere Meßfehler verursacht, wenn die Kurvenform nicht vollständig der idealen Sinusform entspricht.

Die Grenzen eines solchen Effektivwertspannungsmessers werden aber trotzdem schnell erreicht, wenn die Kurvenform erheblich von der zum Eichen benutzten Si-

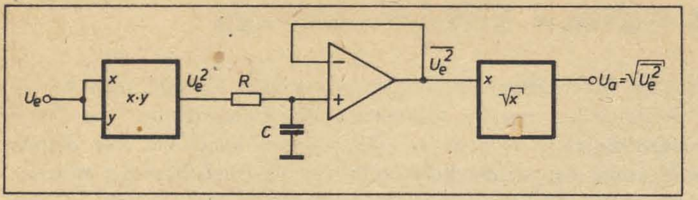


Bild 2: Direktes Verfahren zur Berechnung des echten Effektivwertes

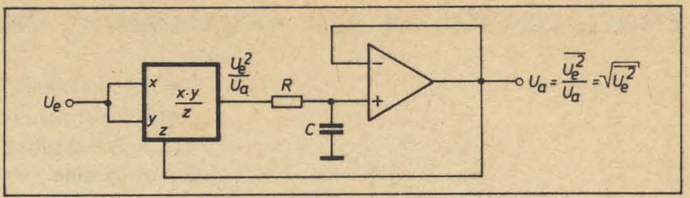


Bild 3: Implizites Verfahren zur Berechnung des echten Effektivwertes

nusspannung abweicht. Das ist z. B. bei impulsförmigen Spannungsformen und bei geschalteten Sinusspannungen, die z. B. in Wechselspannungsreglern mit Thyristoren und Triacs anzutreffen sind, der Fall. Die Meßfehler erreichen bei solchen Spannungsformen nicht zu tolerierende Größenordnungen. Diese Probleme vermeiden Meßgeräte, die den Effektivwert der Eingangsspannung unabhängig von deren Kurvenform ermitteln und anzeigen. Geräte dieser Art werden als echte Effektivwertmesser bezeichnet.

Zwei grundsätzliche Schaltungsprinzipien haben in solchen Meßgeräten eine relativ weite Verbreitung gefunden. Die erste Möglichkeit sind thermische Verfahren. Bei diesen heizt die verstärkte Meßspannung einen Widerstand auf. Die Temperatur dieses Meßwiderstandes wird mit der Temperatur eines zweiten Meßwiderstandes verglichen, den eine Gleichspannung aufheizt. Eine Steuerschaltung regelt nun die Gleichspannung so lange nach, bis die beiden Widerstände sich auf gleicher Temperatur befinden. Die über dem von der Gleichspannung erwärmten Widerstand liegende Spannung entspricht dann dem Effektivwert der Meßspannung. Dieses Schaltungsprinzip erlaubt verschiedenartige praktische Lösungen, die u. a. in [2] [3] diskutiert wurden. Nachstehend soll auf eine andere Möglichkeit näher eingegangen werden, die auf Grund der Fortschritte auf dem Gebiet der Halbleitertechnik jetzt relativ einfach zu verwirklichen ist.

Das besondere Kennzeichen dieser Lösung ist, daß der echte Effektivwert der zu messenden Spannung errechnet wird. Dieser Rechenvorgang benutzt als Grundlage die Gl. (3), deren Lösung analog arbeitende Rechenschaltungen übernehmen. Entsprechend Gl. (3) muß zunächst, wie das Bild 2 zeigt, das Eingangssignal quadriert werden. Das nachgeschaltete Integrationsglied bildet den Mittelwert der quadrierten Eingangsspannung, aus dem schließlich die letzte Baugruppe die Quadratwurzel zieht. Diese Möglichkeit wird als das direkte Verfahren bezeichnet, das leider einige Nachteile aufweist, die eine praktische Anwendung oft ausschließen. Zunächst sind zum Quadrieren und Radizieren je ein analoger Multiplizierer notwendig. Bausteine dieser Art sind relativ teuer und erfordern oft erhebliche Abgleicharbeiten. Als zweiter Nachteil ist der begrenzte Dynamikbereich zu nennen. Das Ausgangssignal des Quadrierers ändert sich nämlich im Verhältnis von 10 000 : 1, wenn das Eingangssignal einen Dynamikbereich von 100 : 1 aufweist. Die Offsetspannungen des Quadrierers begrenzen den eingangsseitigen Dynamikbereich des direkten Verfahrens auf Werte zwischen 100 : 1 und 10 : 1 [3].

Wesentlich günstigere Eigenschaften sind bei der Anwendung des impliziten Verfahrens zur Ermittlung des echten Effektivwertes zu erwarten. Diese Variante benutzt den nachstehenden Zusammenhang:

$$U_{eff} = \sqrt{\overline{U^2}} = \frac{\overline{U^2}}{U_{eff}} \qquad (5)$$

Das Bild 3 zeigt das Blockschaltbild eines echten Effektivwertmessers, der entsprechend der Gl. (5) arbeitet. Diese Schaltung quadriert das Eingangssignal, bildet den Mittelwert und dividiert die quadrierte Eingangsspannung durch die Ausgangsspannung, die innerhalb einer Periode der Eingangswechselspannung konstant ist. Diese Schaltungsvariante ist für einen großen Dynamikbereich geeignet, weil die gleiche Baugruppe das Quadrieren und die Division übernimmt. Die Zeitkonstante $\tau = RC$ ist so festzulegen, daß sie länger ist als die längste Periodendauer des zu messenden Eingangssignals. Gleichzeitig sollte aber auch eine Minimierung der Zeitkonstante angestrebt werden, damit sich die Einstellzeit der Meßschaltung nicht unnötig verlängert.

Die praktische Lösung des im Bild 3 dargestellten Schemas kann z. B. mit einem integrierten Multiplizierer/Dividierer und einem Operationsverstärker erfolgen. Verwendet man einen nur im ersten Quadranten betriebsfähigen Multiplizierer/Dividierer, so ist vor diesen natürlich ein aktiver Gleichrichter zu schalten, der von der Eingangsspannung den Betrag bildet. Sind integrierte Multiplizierer/Dividierer nicht verfügbar, so kann man das im Bild 3 aufgezeigte Prinzip auch auf der Basis von logarithmierenden und entlogarithmierenden Verstärkern verwirklichen.

Das Schema im Bild 4 zeigt die zu realisierenden Operationen. Zuerst wird von dem Eingangssignal mit einem aktiven Vollweggleichrichter der Betrag der Eingangsspannung gebildet. Dem Betragsbildner folgt ein Zweifachlogarithmierer, dessen Ausgangsspannung dem Logarithmus des Quadrats der Eingangsspannung proportional ist. Der sich anschließende Differenzverstärker übernimmt die logarithmisch durchgeführte Division.

Schließlich erfolgt in einem exponentiell arbeitenden Verstärker die Entlogarithmierung und Filterung des Ausgangssignals, das zur Durchführung der Division logarithmiert wird.

Das Bild 5 stellt die praktisch erprobte Rea-

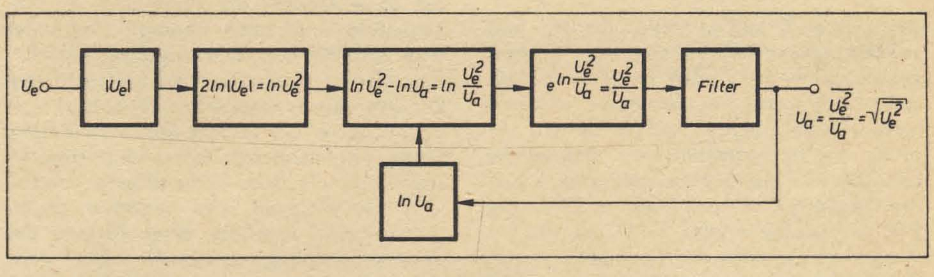


Bild 4: Blockschaltbild einer praktischen Lösung des im Bild 3 dargestellten Prinzips unter Verwendung von logarithmierenden und entlogarithmierenden Verstärkern

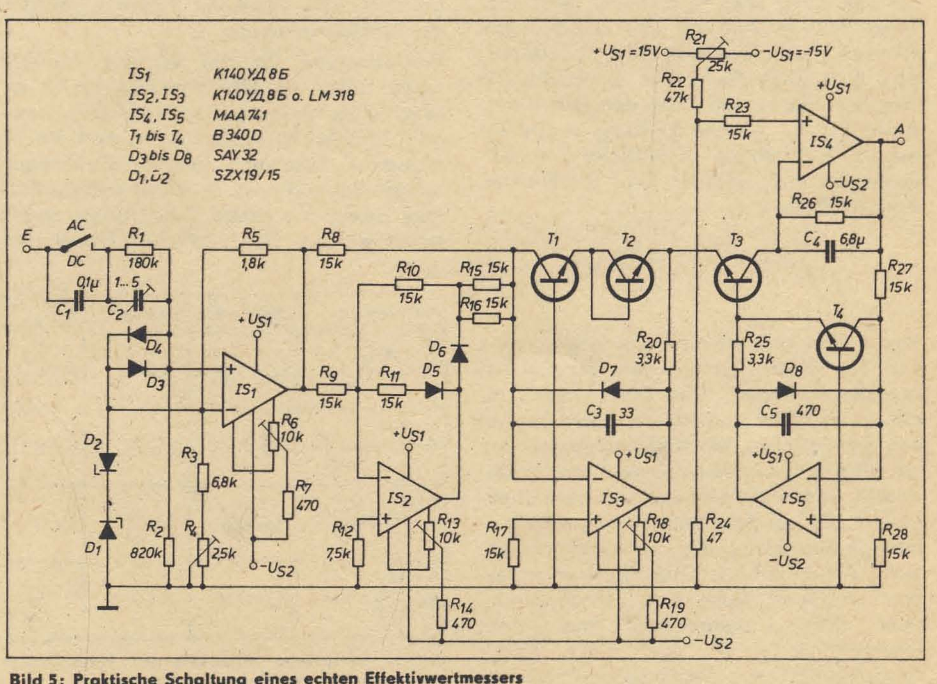


Bild 5: Praktische Schaltung eines echten Effektivwertmessers

lisierung des Schaltungsprinzips im Bild 4 dar. In der angegebenen Dimensionierung verarbeitet dieser echte Effektivwertmesser Eingangsspannungen von $U_{e\,eff\,max} = 5\,V$, deren Scheitel- oder Crestfaktor $C = 2$ bei $U_{e\,eff\,max}$ betragen darf. Für C gilt bekanntlich

$$C = \frac{\hat{U}}{U_{eff}} \tag{6}$$

Der maximale Fehler betrug nach erfolgtem Nullabgleich bei Gleichspannungen zwischen $U_e = 5\,V$ und $U_e = 10\,mV$, das entspricht einem Dynamikbereich von 500:1, 0,5 % vom Meßwert. Zusätzliche dynamische Fehler verursachen die endlichen Bandbreiten und Arbeitsgeschwindigkeiten der benutzten Operationsverstärker. Für einen zusätzlichen Fehler von 1 % konnten bei dem Erprobungsmuster in Abhängigkeit von der Amplitude der sinusförmigen Eingangsspannung die nachstehenden oberen Frequenzgrenzen f_g ermittelt werden: $U_{e\,eff} = 50\,mV$, $f_g = 5\,kHz$; $U_{e\,eff} = 500\,mV$, $f_g = 50\,kHz$; $U_{e\,eff} = 5\,V$, $f_g = 25\,kHz$. Der Eingangswiderstand des Erprobungsmusters war bei Gleichspannung bzw. im Bereich niedriger Frequenzen von Wechselspannungen $R_e = 1\,M\Omega$.

Nachstehend soll nun die praktische Schaltung im Bild 5 in ihrer elektrischen und mathematischen Funktionsweise etwas näher betrachtet werden.

Das Eingangssignal gelangt über den AC-DC-Wahlschalter S_1 auf den Spannungsteiler mit den Widerständen R_1 und R_2, der den gewünschten Eingangswiderstand und in Zusammenarbeit mit den Dioden D_1 bis D_4 den Eingangsüberspannungsschutz übernimmt. Der Kondensator C_2 kompensiert den Einfluß der Schaltkapazität und der Eingangskapazität des Impedanzwandlers. Die Verbindung zwischen dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers IS_1 und den Anoden der Dioden D_2 und D_3 sorgt für eine Mitführung des Potentials über D_1 und D_2. Die endlichen Sperrwiderstände der Dioden D_1 bis D_4 haben deshalb einen äußerst geringen Einfluß auf den Eingangswiderstand der Schaltung. Der Widerstand R_1 begrenzt den Strom bei anliegender Überspannung. Beträgt die für R_1 zulässige Verlustleistung $P_{R1} = 0{,}5\,W$, dann sind Überspannungen von maximal $U_{e\,eff} = 220\,V$ erlaubt. Der Teiler mit den Widerständen R_1 und R_2 verursacht eine geringfügige Abschwächung des Eingangssignals. Diese Pegelminderung kompensiert der Eingangsoperationsverstärker mit IS_1, dessen Gegenkopplungswiderstände sich wie folgt verhalten müssen:

$$v'_{IS1} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_3 + R_4} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \tag{7}$$

Für IS_1 fand ein Operationsverstärker mit SFET-Eingangsstufe und einer Slew-rate von $S = 5\,V/\mu s$ Verwendung. Die erste Eigenschaft sichert die gewünschte Eingangsimpedanz, während die Slew-rate noch eine Vollaussteuerung ($U_{aIS1} = 20\,V$) mit sinusförmigen Eingangssignalen einer Frequenz von $f = 80\,kHz$ ermöglicht. Der Verstärker ist intern frequenzkompensiert, so daß sich externe Maßnahmen erübrigen.

Dem Eingangsverstärker schließt sich der aktive Zweiweggleichrichter mit den Operationsverstärkern IS_2 und IS_3 an. Der Operationsverstärker IS_2 arbeitet in bekannter Weise als Einweggleichrichter für negative Spannungen. Bei positiver Ausgangsspannung am Ausgang von IS_1 ist die Ausgangsspannung an der Katode der Diode D_6 null, und in den Summationspunkt von IS_3 fließt nur der von U_e und R_8 bestimmte Strom. Ändert sich die Polarität der Eingangsspannung, so wechselt auch die Stromrichtung durch den Widerstand R_8. Gleichzeitig stellt sich aber bei der jetzt negativen Ausgangsspannung von IS_1 an der Katode von D_6 eine betragsgleiche positive Spannung ein. Durch die Parallelschaltung von R_{15} und R_{16} fließt in den Summationspunkt der IS_3 ein positiver Strom mit dem doppelten Betrag des durch R_8 fließenden negativen Stromes. Die Addition beider Ströme ergibt wieder einen positiven Strom in den Summationspunkt des Operationsverstärkers IS_3, so daß die Gleichrichterfunktion gegeben ist.

Im Gegenkopplungskreis von IS_3 befindet sich die Reihenschaltung aus dem in Basisschaltung betriebenen Transistor T_1 und dem als Diode geschalteten Transistor T_2. Der Verstärker IS_3 arbeitet deshalb zusätzlich als logarithmierender Verstärker, dessen Ausgangsspannung proportional dem Logarithmus des Quadrats der Eingangsspannung ist, wie die folgende Ableitung zeigt. Für diese wie auch für die anschließenden Gleichungen gilt zunächst die Vorschrift

$$R = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{15} = R_{16} = R_{26} = R_{27} \tag{8}$$

Die in dieser Gleichung genannten Widerstände dürfen sich untereinander nur um 0,1 % unterscheiden. Ihr Absolutwert ist nicht kritisch. Die Widerstände sind vor dem Einbau mit Hilfe einer Brückenschaltung auszuwählen. Bei Einhaltung der Gl. (7) ist die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers IS_1 gleich der Eingangsspannung U_e. Für die Spannung am Emitter des Transistors T_2 U_{ET2} gilt deshalb:

$$U_{ET2} = -\frac{kT}{q} \ln \left(\frac{U_e}{RI_s}\right)^2 \tag{9}$$

I_s steht für einen sehr kleinen Sperrstrom im Wendepunkt der Basis-Emitter-Diodensperrkennlinien von T_1 und T_2. Die Spannung U_{ET2} liegt am Emitter des Transistors T_3, der zusammen mit dem Operationsverstärker IS_4 als Exponentialverstärker bzw. Entlogarithmierer arbeitet. Zusätzlich bewirkt der Kondensator C_4 die Filterung des Signals. Der Operationsverstärker IS_5 logarithmiert die Ausgangsspannung des Verstärkers IS_4, die gleichzeitig die Ausgangsspannung U_a des echten Effektivwertmessers darstellt. In Abhängigkeit von der Ausgangsspannung U_a stellt sich die Emitterspannung U_{ET4} des Transistors T_4, das ist die Basisspannung des der Entlogarithmierung dienenden Transistors T_3, auf den nachstehenden Wert ein:

$$U_{ET4} = -\frac{kT}{q} \ln \frac{U_a}{RI_s} \tag{10}$$

Als Basis-Emitterspannung für den Transistor T_3 wirkt die Differenz aus den Emitterspannungen der Transistoren T_4 und T_2:

$$U_{BET3} = U_{ET4} - U_{ET2}$$

$$U_{BET3} = \frac{kT}{q}\left[\ln\left(\frac{U_e}{RI_s}\right)^2 - \ln\frac{U_a}{RI_s}\right] \tag{11}$$

$$U_{BET3} = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_e^2}{RI_sU_a}$$

Der Kollektorstrom I_{CT3} des Transistors T_3 folgt der nachstehenden Abhängigkeit:

$$I_{CT3} = I_s \exp\left(\frac{qU_{BET3}}{kT}\right) \tag{12}$$

Setzt man die Gl. (11) in Gl. (12) ein, dann ergibt sich für den Strom des Transistors T_3

$$I_{CT3} = \frac{U_e^2}{RU_a} \tag{13}$$

Bei hinreichend großer Zeitkonstante ($R_{26}C_4 \gg 1/f_e$) gilt für die Ausgangsspannung U_a

$$U_a = R\,I_{CT3} \tag{14}$$

Daraus erhält man durch Einsetzen in Gl. (13)

$$U_a = \frac{U_e^2}{U_a} = \sqrt{\overline{U_e^2}} \tag{15}$$

Das Eingangssignal wird also in der gewünschten Weise verarbeitet.

Die Verstärker IS_4 und IS_5 arbeiten als Gleichspannungsverstärker. Für diese sollten Typen mit geringer Offsetspannung und Drift verwendet werden. Die Zeitkonstante $R_{26}C_4$ bestimmt die untere Frequenzgrenze bei Wechselspannungen. Eine gute Genauigkeit ist gegeben, wenn gilt:

$$R_{22}C_4 = \frac{5}{f_u} \tag{16}$$

Der Kondensator C_5 und R_{25} sichern die Stabilität des logarithmierenden Verstärkers IS_5. Die in dem aktiven Gleichrichter befindlichen Operationsverstärker müssen große Signale auch bei hohen Frequenzen verarbeiten können. Für IS_2 und IS_3 sind deshalb Typen mit großer Slew-rate und hoher Einsfrequenz f_1 – das ist die Frequenz, bei der die Leerlaufspannungsverstärkung des Operationsverstärkers den Wert $v_u = 1$ erreicht – notwendig. Der im Erprobungsmuster benutzte Typ ist nicht ideal. Seine Einsfrequenz liegt bei $f_1 = 1\,MHz$. Das ist Ursache für ein Anwachsen der Gleichrichterfehler bei kleinen Signalamplituden und gleichzeitig hoher Signalfrequenz. Weitere Fehler verursacht die Slew-rate mit $S = 5\,V/\mu s$ bei Signalen mit großer Frequenz und Amplitude. Wie Versuche mit dem Baustein LM 318 – ein entsprechender Operationsverstärker wird in der UdSSR entwickelt – zeigten, ist dieser Operationsverstärker wesentlich besser für IS_2 und IS_3 geeignet. Der LM 318 ist, wie auch der К 140 УД 8 Б, intern frequenzkompensiert und besitzt die Daten: $v_u = 2 \cdot 10^5$, $f_1 = 15\,MHz$ und $S = 70\,V/\mu s$.

Die Bauelemente R_{20} und C_3 sichern die Stabilität des logarithmierenden Verstärkers IS_3. Der Wert von C_3 soll so klein wie möglich sein, um die Arbeitsgeschwindigkeit von IS_3 nicht unnötig zu mindern.

Für die Transistoren T_1 bis T_4 ist der Einsatz eines Transistorarrays unbedingt erforderlich. Nur dann können für T_1 bis T_4 weitgehend identische Daten vorausgesagt werden. Das ist aber die Vorbedingung für die Gültigkeit der oben abgeleiteten Gleichungen. Auch die vom Schaltungsprinzip gegebene Kompensation der von Änderungen der Umgebungstemperatur hervorgerufenen Driften der Transistoren T_1 bis T_4 ist nur für monolithische Transistorarrays gültig. Brauchbar sind Arrays der Typen B 340 D und UL 1111 (Unitra Cemi). Das Substrat des Transistorarrays muß mit dem Emitter (T_2 oder T_3) verbunden werden, der das negativste Spannungspotential aufweist.

Der Abgleich des echten Effektivwertmessers erfolgt mit Gleichspannungen bekannter Amplitude, weil meist das für einen Abgleich mit Wechselspannungen notwendige Wechselspannungsmeßgerät mit hoher Genauigkeit fehlt. Für den Abgleich und die sich anschließenden Kontrollmessungen sind eine stabile Gleichspannungsquelle und ein Digitalvoltmeter mit einer Auflösung von 1 mV notwendig. Der Abgleich beginnt mit der Offsetspannungskompensation des Operationsverstärkers IS_1 bei $U_e = 0$ V mit dem Regler R_6. Die Ausgangsspannung von IS_1 wird dabei auf $U_{aIS1} = 0$ V eingestellt. Anschließend erfolgt bei $U_e = 5$ V die Einstellung der Verstärkung von IS_1 mit R_7 auf die Ausgangsspannung von $U_{aIS1} = 5$ V. Danach wird die Polarität der Eingangsspannung gewechselt und bei $-U_e = 50$ mV die Offsetspannung von IS_2 mit dem Einstellpotentiometer R_{13} so abgeglichen, daß die Spannung an der Katode der Diode D_6 $U_{KD6} = 50$ mV beträgt. Diesem Vorgang folgt ein wechselseitiges Anlegen der Eingangsspannungen $U_e = 500$ mV und $-U_e = 500$ mV. In beiden Fällen muß sich die gleiche negative Emitterspannung am Emitter des Transistors T_2 einstellen. Abweichungen – der genaue Betrag ist hier ohne Bedeutung – sind mit dem Einstellregler R_{18} zu korrigieren. Abschließend wird bei $U_e = 0$ V mit R_{21} die Ausgangsspannung U_a des echten Effektivwertmessers auf $U_a = 0$ V justiert.
Eine Wiederholung des Abgleichs ist zweckmäßig. Dem Abgleich können sich Kontrollmessungen mit Eingangsspannungen bekannter Amplitude anschließen. Dabei sollte sich innerhalb des garantierten Arbeitsbereiches von $\pm U_e = 0$ V...10 V die Bedingung $U_a = |U_e|$ ergeben. Bei dem Erprobungsmuster war der Fehler bei den Eingangsspannungen $\pm U_e = 100$ mV, $\pm U_e = 1$ V und $\pm U_e = 10$ V kleiner als $U_a/U_{a\,soll} = 0{,}5\,\%$.

Literatur

[1] Peschl, H.: Was ist echte Effektivwertmessung? Funkschau 50 (1978) H. 22, S. 1093–1096; H. 23, S. 1155–1158
[2] Graeme, J. G.: Applications of operational amplifiers. New York: McGraw-Hill Book Company 1973
[3] Sheingold, D. H.: Nonlinear circuits handbook. Norwood: Analog Devices Inc. 1976

Impulszähler für zwei Quellen

Ing. WOLFGANG WATZINGER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Optik und Spektroskopie der Akademie der Wissenschaften der DDR

Oft besteht die Notwendigkeit, die Konstanz zweier Ergebnisse, z. B. der Drehzahlen von Kollektormotoren, über längere Zeiten zu kontrollieren und, falls erforderlich, Korrekturen vorzunehmen. Mit dem hier beschriebenen Gerät lassen sich die Drehzahlen zweier Motoren abwechselnd im Sekundenrhythmus ablesen.

Prinzip

Ein Quarzgenerator liefert eine beliebige Frequenz. Durch einen entsprechend auf diese Frequenz abgestuften Frequenzteiler wird die notwendige Vergleichsfrequenz von 1 Hz erzeugt (Bild 1).
In der Zeit von einer Sekunde wird in den Zählerteil der IS U 121 D die Impulsfolge des ersten Gebers hineingezählt, danach das Ergebnis in den Speicher übernommen und während der nächsten Sekunde zur Anzeige gebracht. Während der Speicher noch die Information der vorigen Sekunde enthält, werden gleichzeitig die Impulse des zweiten Gebers gezählt. Nach Ablauf der nächsten Sekunde wird wieder umgeschaltet. Dieser Vorgang wiederholt sich ständig.

Generator und Frequenzteiler (Bild 2)

Der Generator ist einfach aufgebaut und wird durch zwei Gatter U 107 D realisiert (G_1 und G_2). Zu dem Quarz Q_1 ist der Trimmer C_1 zum Ziehen der Frequenz in Reihe geschaltet. Quarz und Trimmer sollten auf der Leiterplatte benachbart angeordnet werden, weil ihre Fehler bei Temperaturänderungen mit entgegengesetzten Vorzeichen behaftet sind und sich im günstigsten Fall aufheben. Der vorhandene Quarz hat eine Nennfrequenz von 200,67 kHz und arbeitet, bedingt durch die beiden Endstellungen des Trimmers, in einem Bereich von 200,610...200,750 kHz zuverlässig.
Die Frequenzteilung auf 1 Hz wird mit drei U 112 D (IS_2 bis IS_4), einer U 103 D (IS_1) und acht AND-Gattern (G_3 bis G_{10}) realisiert. Nach folgendem Prinzip kann man jede beliebige Frequenz auf 1 Hz herunterteilen: Durch die Flip-Flops der U 112 D erfolgt jeweils eine Teilung um den Faktor 2. Jede Zahl kann als Summe von Zweierpotenzen aufgefaßt werden ($N = 2^0 + 2^1 + 2^2 + ... + 2^n$), wobei einzelne Summanden fehlen können. Diese fehlenden Glieder müssen in der Teilerkette der U 112 D übersprungen werden. Da die Flip-Flops keine Setzeingänge besitzen, gibt man über die AND-Gatter einen kurzen Impuls auf die entsprechenden Eingänge. Dieser Impuls läßt sich durch Differenzierung (C_2, R_2, D_1) aus der H-L-Flanke des letzten Teiler-Flip-Flops ableiten. Dazu sind eine Negation (G_9) und eine anschließende Impulsformung (G_{10}) nötig [1]. Die Teilerkette wird dadurch nicht auf den Ausgangszustand Null, sondern genau auf die Zahl zurückgesetzt, die die Summe der fehlenden Potenzsummanden darstellt.
Zunächst wird ermittelt, vor welche Teiler die AND-Gatter zu setzen sind. Die Frequenz wird mit $f = 200\,669$ Hz festgelegt und mit Hilfe eines Frequenzzählers durch den Trimmer C_1 später genau eingestellt. Die zu f nächst kleinere Zweierpotenz ist $2^{17} = 131\,072$. Somit werden 18 Flip-Flops benötigt (das erste hat den Stellenwert $2^0 = 1$). Jetzt wird die Differenz zur Generatorfrequenz ermittelt

$$f - 2^{17} = 69\,597$$

Davon wird wieder die nächst kleinere Potenz subtrahiert:

$$f - 2^{17} - 2^{16} = 4\,061$$

Dieses Verfahren wird so lange fortgesetzt, bis die Differenz 0 ist:

$$f - 2^{17} - 2^{16} - 2^{11} - 2^{10} - 2^9 - 2^8 - 2^7 - 2^6 - 2^4 - 2^3 - 2^2 = 0$$

Alle nicht aufgeführten Potenzen (2^{15}, 2^{14}, 2^{13}, 2^{12}, 2^5, 2^1) müssen beim Teiler übersprungen werden, d. h., vor die dem jeweiligen Stellenwert entsprechenden Flip-Flops in der Reihe der U 112 D wird je ein AND-Gatter (G_3 bis G_8) geschaltet. Die zwei restlichen Gatter G_9 und G_{10} dienen der Negation und Impulsformung.

Da die maximale Eingangsfrequenz der IS U 112 D eine Frequenz von 125 kHz nicht überschreiten soll, wird das erste Flip-Flop durch eine IS U 103 D (IS_1) realisiert, die als 2:1-Teiler geschaltet ist. Der so aufgebaute Frequenzteiler liefert eine Frequenz von genau 1 Hz.

Torschaltung (Bild 3)

Die H-L-Flanke des letzten Frequenzteiler-Flip-Flops wird durch das RC-Glied C_3, R_7, D_2 differenziert und auf den Eingang der IS_8 gegeben. Auch hier ist der Ausgang a mit $\bar{s}$ und $\bar{a}$ mit $\bar{r}$ zu verbinden, um eine Frequenzteilung durch Umschalten der Eingangsimpulsflanke zu erreichen. Die an den Ausgängen befindlichen NOR-Gatter G_{14} und G_{18} werden somit jede Sekunde abwechselnd aktiviert. Die beiden anderen Eingänge führen zu den Gebern, die ebenfalls aus NOR-Gattern (G_{11}, G_{12}, G_{13} und G_{15}, G_{16}, G_{17}) bestehen [1].

Auf die zu überwachenden Motoren wird je eine Scheibe mit einem segmentartigen Ausschnitt montiert. Diese Scheibe unterbricht einen Lichtstrahl, der von einer

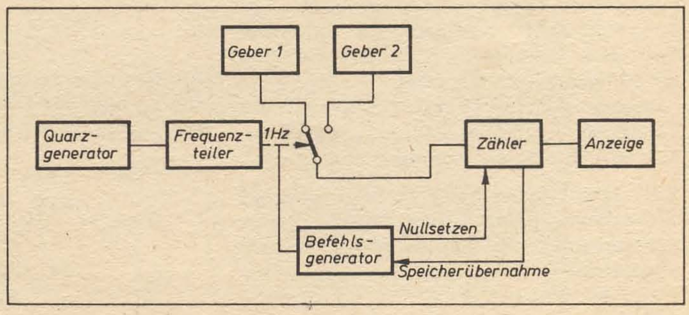


Bild 1: Prinzipschaltbild

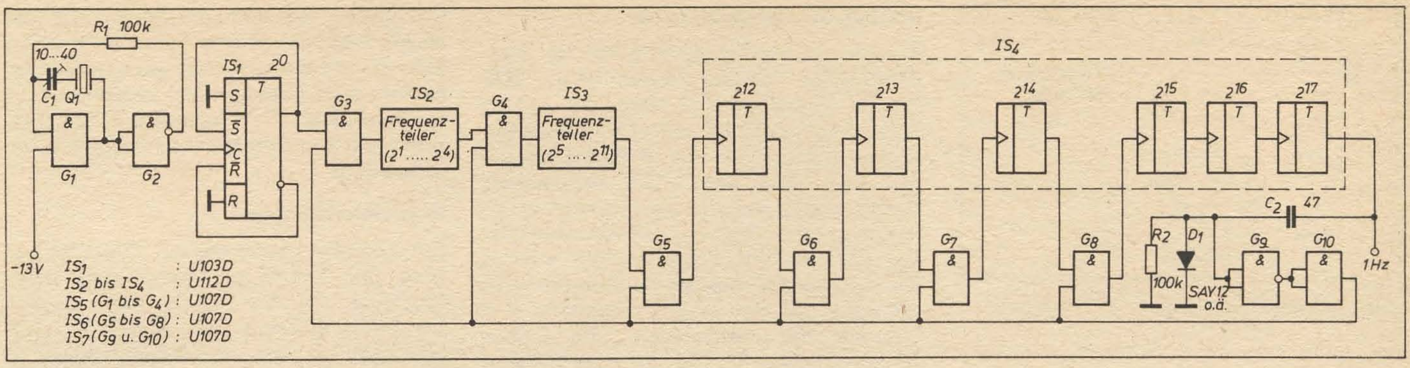


Bild 2: Quarzgenerator und Frequenzteiler

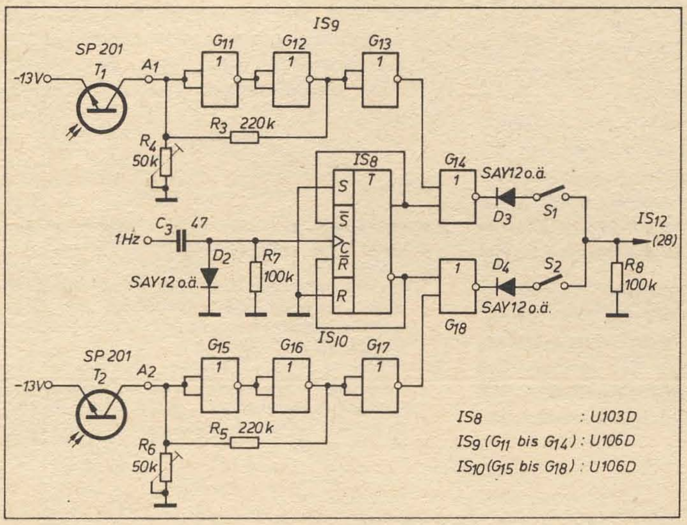


Bild 3: Torschaltung mit optoelektronischen Gebern

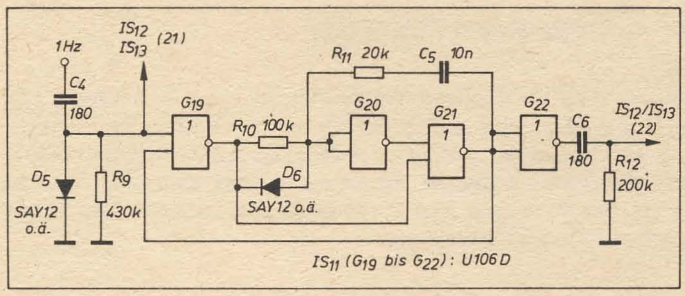


Bild 4: Monoflop zum Speichern und Rücksetzen

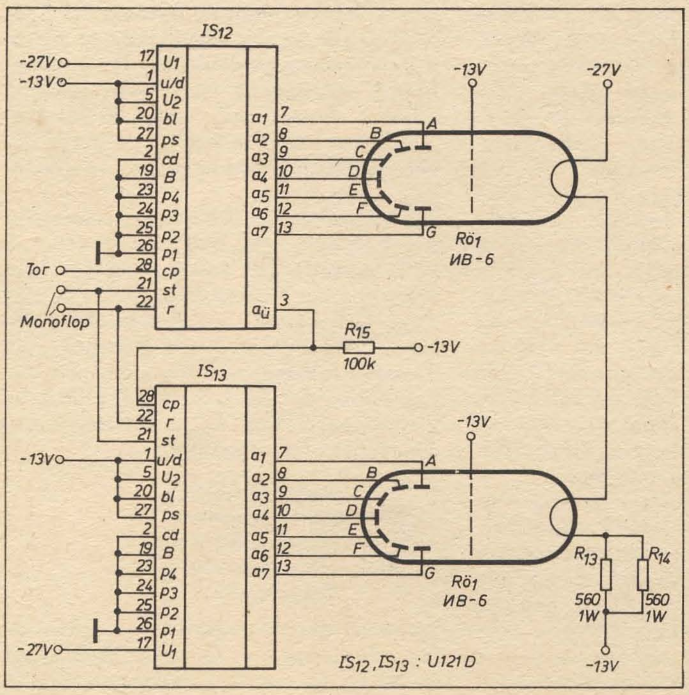


Bild 5: Beschaltung der IS U 121 D

Lampe (6 V, 2,4 W) auf einen Fototransistor SP 201 fällt. Die so entstehenden Impulse werden noch einmal geformt und auf die Eingänge jeweils eines Tor-Gatters gegeben. Durch die Dioden D_3 und D_4 werden beide Ausgänge entkoppelt. Zwei folgende Schiebeschalter haben die Aufgabe, je nach Schalterstellung die eine oder die andere Drehzahl zu messen. Für die jeweils andere Meßstelle erscheint in der Anzeige dann eine Null. Das erleichtert die Konzentration auf eine der beiden Drehzahlen. Werden beide Schalter geschlossen, so lassen sich beide Drehzahlen im Wechsel anzeigen. Vom gemeinsamen Pol der Schalter geht die Impulsfolge direkt auf den Zählereingang.

Befehlsgenerator und Zähler

Die 4-Bit-Binärzähler U 121 D wurden so entwickelt, daß Zähler- und Speicherteil mit Dekoder getrennt gesteuert werden können [2] [3]. Nach jeweils einer Sekunde soll zunächst der gerade vorhandene Zählerinhalt in den Speicher übernommen werden. Eine vorher gespeicherte Zahl wird damit automatisch gelöscht. Unmittelbar danach muß der Zähler auf Null gesetzt werden, um ein erneutes Zählen zu ermöglichen.

Zur Übernahme des Zählerinhaltes muß L-Potential an die st-Eingänge gelegt werden. Wieder wird die H-L-Flanke des letzten Frequenzteiler-Flip-Flops dazu ausgenutzt (Bild 4) und durch C_4, R_9 und D_5 differenziert. Weiterhin steuert der gleiche kurze Impuls ein Monoflop (G_{19}, G_{20}, G_{21}) auf, so daß der Ausgang von G_{21} für die durch C_5, R_{10} und R_{11} bestimmte Zeit auf L-Potential bleibt [1]. Mit G_{22} wird der folgende L-H-Sprung negiert und durch C_6, R_{12} differenziert. Der so entstandene Nadelimpuls setzt die Zähler auf Null (r-Eingang).

Das hier vorgestellte Gerät soll Drehzahlen messen, die 6 000 min^{-1} nicht überschreiten. Die Anzeige ist deshalb zweistellig ausgelegt worden (maximal 99 s^{-1}) und kann prinzipiell erweitert werden (Impulszählung u. ä.).

Man muß darauf achten, daß sämtliche Eingänge der Zähler (IS_{12} und IS_{13}) auf H- oder L-Potential gelegt werden. Die Impulse kommen vom Torgatter G_{13} oder G_{14} über die Dioden D_3 oder D_4 und über die Schalter auf den cp-Eingang des Einerzählers (28), der über R_8 an Masse liegt. Welche Eingänge auf Masse und welche an —13 V zu legen sind, ist im Bild 5 dargestellt. Da die Zählerschaltkreise im asynchronen Betrieb arbeiten, ist der Ausgang $a_ü$ von IS_{12} an cp von IS_{13} zu legen. Die U 121 D verfügen über Siebensegment-Ausgänge, die bei Aktivierung H-Potential führen. Deshalb bieten sich als Anzeigeelemente Digitrons

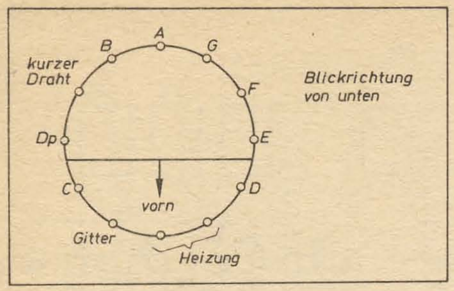


Bild 6: Anschluß des Digitrons

an, bei denen keine Segmenttreiber benutzt werden müssen. Die Digitrons ИB-6 besitzen lange Anschlußdrähte und können direkt auf die Platine am vorderen Ende gelötet werden (Bild 6). Der Heizstrom von 50 mA läßt sich bei hintereinandergeschalteten Heizfäden durch die Widerstände R_{13} und R_{14} aus der Spannungsdifferenz beider Betriebsspannungen gewinnen. Bei Verwendung von mehr als zwei Digitrons sollte man den Heizstrom gesondert erzeugen, weil die Spannungsabfälle an den einzelnen Heizfäden von etwa 1,2 V zu einem Potentialverlust führen, der eine Helligkeitsänderung zur Folge haben würde. Die Helligkeitsdifferenz bei zwei Röhren ist jedoch kaum zu merken. Um eine längere Lebensdauer der Digitrons zu erreichen, werden die Röhrengitter nicht an Masse, sondern an —13 V angeschlossen, wobei die Segmentbelastung entsprechend abnimmt.

Netzteil und Aufbauhinweise

Als Stromversorgungsgerät wurde ein handelsüblicher Statron-Netzbaustein 2NB 100-12 verwendet, bei dem die beiden Spannungen auf 13 V und 14 V nachgestellt werden mußten, um die Betriebsspannungen von —27 V und —13 V zu erhalten. Dieser Netzbaustein ist im Mustergerät direkt hinter den Digitrons mit Abstandsstükken auf der Leiterplatte montiert worden. Die Leiterplatte besitzt die Abmessungen 120 mm × 135 mm. In der Frontplatte sind lediglich der Netzschalter, die beiden Schiebeschalter S_1 und S_2, eine Diodenbuchse und ein nach hinten sich verjüngendes Fenster (Plattenstärke 8 mm) für die beiden nebeneinanderliegenden Digitrons eingearbeitet. Letztere sind mit einer Blechschelle an der Frontplatte befestigt. Das Gesamtgerät hat die Abmessungen 180 mm × 85 mm × 130 mm.
Die Lampenspannung liefert ein spezieller Transformator (5 V), da eine Speisung der Lampen aus dem Netzbaustein diesen überlasten würde. Sollte der Aufbau eines Netzteils notwendig sein, so könnte auch die Lampenspannung im Gerät erzeugt werden.

Lampe und Fototransistors sind in einem U-förmigen Hartgewebeklotz (12 mm Stärke) angeordnet, in dessen Ausarbeitung die rotierende Scheibe läuft. In den unteren Teil sind zwei Diodenbuchsen eingelassen, die die Kabel zum Gerät und zum anderen Geber aufnehmen.

Die größte spektrale Empfindlichkeit des SP 201 liegt bei 950 nm, also weit außerhalb des sichtbaren Lichtbereiches. Das Tageslicht muß deshalb nicht besonders vom Gerät abgeschirmt werden. Auch das Flakkern von Leuchtstofflampen bleibt unberücksichtigt.

Besondere Hinweise

Bei der hier beschriebenen Drehzahlmessung (ein Impuls je Umdrehung) treten Meßfehler auf, die größer als 1 % sind (maximale Anzeige: 99). Man kann sich überlegen, ob man die Meßgenauigkeit an die sehr genaue Zeitbasis angleicht, indem die Segmentzahl der rotierenden Scheiben auf zehn erhöht und eine dritte Ziffer vorgesehen wird. Die so abgelesene Zahl gibt die Umdrehungszahl in 1/10 Umdrehungen wieder, so daß auch der Fehler den zehnten Teil der ursprünglichen Variante betragen würde.

Literatur

[1] Jakubaschk, H.: Das große Schaltkreisbastelbuch. Berlin: Militärverlag der DDR 1978
[2] Höhne, M.; Koch, G.; Meder, M.: Eigenschaften und vorläufige technische Daten der Typenreihe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 22, S. 721 bis 725; H. 23, S. 767–769
[3] Höhne, M.; Koch, G.; Meder, M.: Applikationsbeispiele für die Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 24, S. 785–789; 24 (1975) H. 1, S. 25–28

Zwischenspeicher für mehrstellige Ziffernanzeigen

HS-Ing. JÜRGEN JÜCHTER

Der Einsatz von Zwischenspeichern in digitalen Meßgeräten wie Frequenzmessern, Differenzfrequenzzählern u. ä. ermöglicht eine stetige Anzeige des Meßwertes. Bei mehrstelligen Anzeigeschaltungen wird wegen des geringeren Aufwandes der Zeitmultiplexbetrieb bevorzugt. Die in diesem Beitrag beschriebene Schaltung ist dem Zeitmultiplexbetrieb angepaßt und realisiert mit vier D 191 und zwei D 100 einen sequentiellen Speicher für eine maximal achtstellige Dezimalzahl im BCD-Kode.

Bei nichtkommerziellen digitalen Meßgeräten wirkt sich der Umstand, daß während der Meß- bzw. Zählzyklen keine auswertbare Anzeige anliegt, häufig störend aus. Insbesondere bei mehreren oder zeitlich langen Zählzyklen im Interesse einer höheren Auflösung ist die visuelle Erfassung des Meßwertes erschwert, da er nur relativ kurze Zeit im Vergleich zur Meßdauer ablesbar ist. Das erfordert jedoch bei Messungen eine erhöhte Konzentration und ständige Beobachtung der Meßwertanzeige.
Dieser Nachteil läßt sich durch den Einsatz eines Zwischenspeichers umgehen, der die Meßwertinformation während jedes Anzeigezyklus übernehmen und während der Meßzyklen in der Anzeige halten muß. Dadurch kommt es nur bei veränderten Meßgrößen zu einer Änderung des Anzeigeinhaltes, d. h., der Zählvorgang selbst ist in der Anzeige nicht mehr sichtbar, und der Meßwert ist kontinuierlich ablesbar.
Bei mehrstelligen Anzeigeschaltungen ist der Zeitmultiplexbetrieb infolge des wesentlich geringeren Aufwandes sehr vorteilhaft. Bereits bei einer vierstelligen Anzeige erweist sich dieses Verfahren als billiger im Vergleich zur statischen Anzeige mit Einzeldekodierung der Zählerstufen, da die Dekodierung aller Dekaden durch einen einzigen Dekoderschaltkreis realisiert wird. Weiterhin verringert sich der Verdrahtungsaufwand und besonders beim Einsatz eines Zwischenspeichers der Aufwand an erforderlichen Speicherelementen. Da die Informationen zeitlich nacheinander von den einzelnen Dekaden abgerufen und über einen Datenbus dem Dekoder zugeführt werden, während gleichzeitig die betreffende Anzeigestelle aktiviert bzw. geschaltet wird, bietet sich beim Zeitmultiplexbetrieb die Möglichkeit der Verwendung des 8-Bit-Schieberegisters D 191 als Speicher an. Bei Verwendung von vier D 191, die parallelgetaktet werden, können somit acht BCD-kodierte Zahlen gespeichert werden, und die Zwischenspeicherung einer achtstelligen Dezimalzahl kann erfolgen.
Entsprechend dem Funktionsprinzip des Zeitmultiplexbetriebes müssen die Speicherregister synchron mit dem Simultanschalter zur Steuerung der Stellenschalter an den Datenausgängen der Zähldekade und der Stellenschalter der Anzeige arbeiten, d. h., sie müssen die jeweils auf den Datenbus geschaltete Information übernehmen und der richtigen Anzeigestelle zuordnen. Das wird durch die parallele Taktung der Speicherregister mit der Anlaßtaktfolge des Simultanschalters gewährleistet. Für eine vierstellige Anzeige ist ein Vierfachsimultanschalter ausreichend, während für eine fünf- bis achtstellige Anzeige in jedem Fall ein Achtfachsimultanschalter erforderlich ist.
Bild 1 zeigt das Schaltbild des sequentiellen 8 × 4-Bit-Speichers. Bild 2 verdeutlicht die Wirkungsweise und Ansteuerung des Speichers in einer Funktionseinheit am Beispiel eines Differenzfrequenzmessers. Die Differenzbildung erfolgt durch Vorwärts- und Rückwärtszählung von Impulsen, die die Frequenzen f_1 und f_2 besitzen. Durch ein Viertaktsystem wird folgende Unterteilung des Meßvorganges realisiert:

1. Zyklus Vorwärtszählen
2. Zyklus Rückwärtszählen
3. Zyklus Anzeige, Speicherung
4. Zyklus Rücksetzen des Zählers, Speicherabruf.

Während des Anzeigezyklus erhalten die Steuereingänge der Speichereingangsgatter G_1, G_3, G_5 und G_7 vom Ausgang Q_3 des

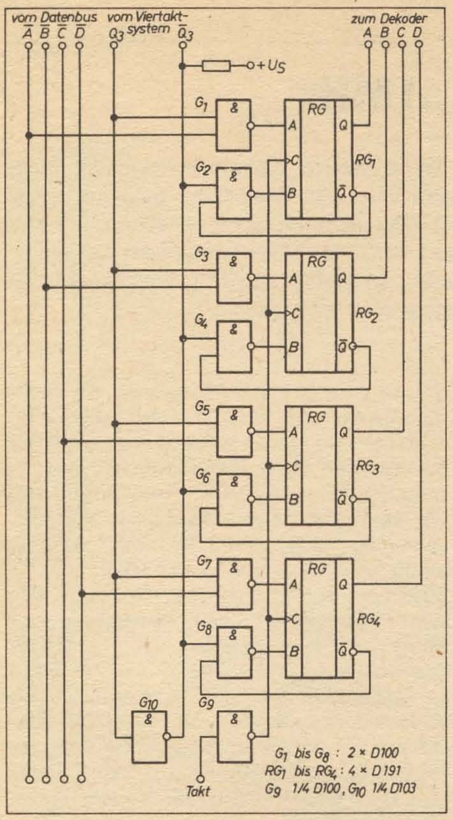


Bild 1: Schaltung des sequentiellen 8 × 4-Bit-Speichers

Bild 2: Übersichtsschaltbild des Einsatzes und der Steuerung des sequentiellen Zwischenspeichers in einem Differenzfrequenzzähler ▼

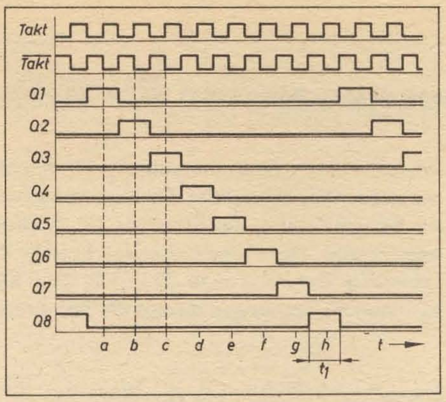


Bild 3: Impulsdiagramm der sequentiellen Informationsübernahme in den Speicher

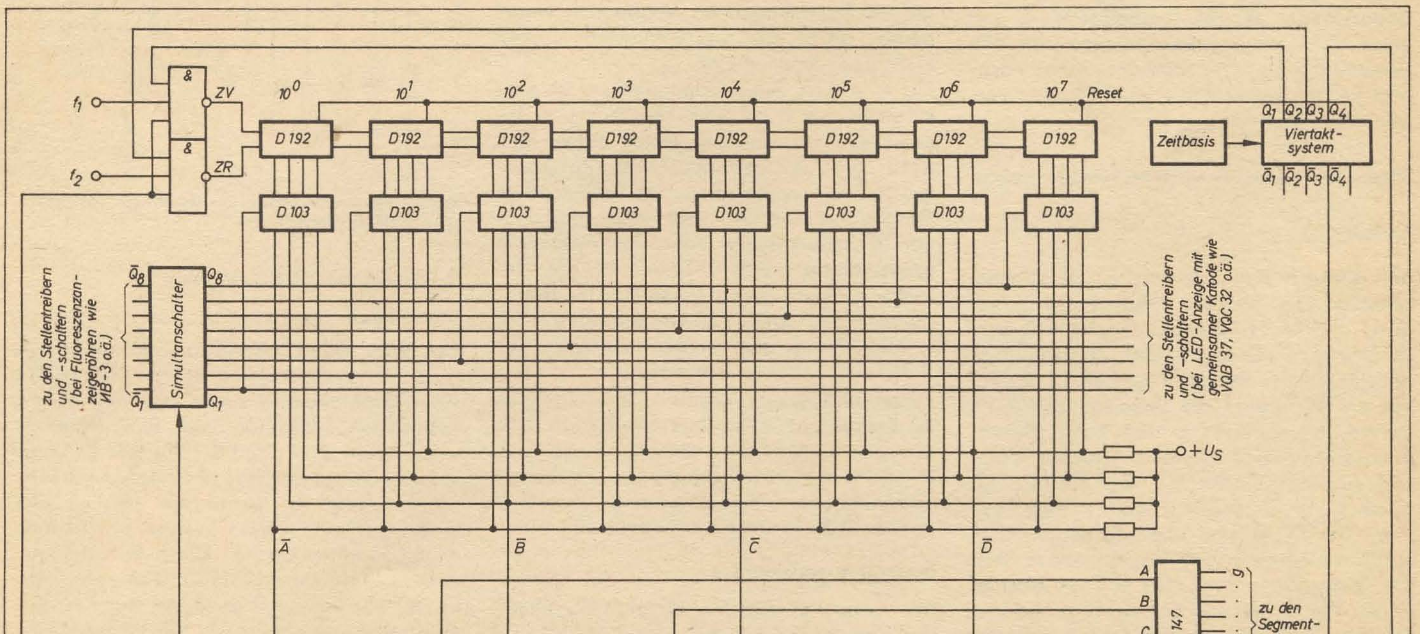
Viertaktsystems H-Potential und sind für die auf dem Datenbus anliegenden Informationen geöffnet.

Mit dem Anlaßtakt des Simultanschalters wird an den acht Q-Ausgängen seiner JK-Master-Slave-Flip-Flops nacheinander H durchgeschoben. Dadurch werden die am jeweils H führenden Ausgang befindlichen Stellenschalter an den Datenausgängen der Zähler und gleichzeitig der entsprechende Stellenschalter der Anzeige aktiviert. Die Zählerinformation wird auf den Datenbus geschaltet und liegt invertiert an den Dateneingängen der geöffneten Speichereingangsgatter G_1, G_3, G_5 und G_7 an. Durch die Speichereingangsgatter wird eine nochmalige Invertierung bewirkt, die die Daten an den A-Eingängen der D 191 richtig erscheinen läßt.

Voraussetzung für die Datenübernahme ins Register ist die Sperrung der Gatter G_2, G_4, G_6 und G_8, indem an ihren Steuereingängen L-Potential anliegt. Diese Bedingung wird durch die Verbindung der Steuereingänge mit dem Ausgang Q_3 des Viertaktsystems der Steuerlogik gewährleistet, der nur während des Anzeigezyklus L-Potential führt. Über die B-Eingänge der D 191 bewirkt die Sperrung der Gatter G_2, G_4, G_6 und G_8 die Öffnung der schaltkreisinternen Eingangsgatter für die an den A-Eingängen anliegenden Informationen. Mit der H-L-Flanke des gemeinsamen Taktimpulses wird die erste Information in das erste Flip-Flop der Speicherregister übernommen, und die L-H-Flanke schiebt sie zum internen Ausgang des ersten Flip-Flops. Die nächste H-L-Flanke des Taktes veranlaßt die Übernahme in das zweite Flip-Flop des Speicherregisters, und gleichzeitig wird die nun an den A-Eingängen anliegende zweite Information der nächsten Zählerstufe, die auf den Datenbus geschaltet ist, in das erste Flip-Flop des Speichers übernommen. Mit jedem Taktimpuls werden also die Informationen im Register weitergeschoben, während synchron dazu am Eingang die nacheinander auf den Datenbus geschalteten Informationen der folgenden Zählerstufen eingespeichert werden. Nach acht Taktimpulsen erscheint die zuerst eingespeicherte Information wieder an den Ausgängen der D 191, wird dekodiert und angezeigt.

Die gemeinsame Taktung der Speicherregister muß mit dem invertierten Anlaßtakt des Simultanschalters erfolgen, weil die Informationsübernahme mit der H-L-Flanke des Taktes erfolgt, d. h., die Dateninformationen müssen zu diesem Zeitpunkt bereits an den Dateneingängen der D 191 anliegen. Das Impulsdiagramm ist im Bild 3 dargestellt. Nach Ablauf des 3. Zyklus nimmt der Ausgang Q_4 des Viertaktsystems H-Potential

Fortsetzung auf Seite 46



Netzunabhängiger Sinusgenerator für 10 Hz...1 MHz

GERHARD DOMRES

Der entwickelte Sinusgenerator ist für Arbeiten im NF-Bereich geeignet und einfach nachzubauen. Die eigentliche Oszillatorschaltung wird durch ein Wien-Glied gebildet, wobei zur Feineinstellung der Frequenz ein Zweifach-Drehkondensator mit Parallelkapazität verwendet wird. Der Frequenzbereich beträgt 9 Hz...1,1 MHz bei einer variierbaren Ausgangsspannung von $U_{eff} = 10\ \mu V...1,1\ V$. Der Klirrfaktor ist kleiner als 1 %. Zur Vermeidung von Brummspannungen erfolgt die Stromversorgung durch Batterien.

Literaturauswertung

Für RC-Sinusgeneratoren werden am häufigsten die Wien-Brücke und die Wien-Robinson-Brücke benutzt. Die wesentlichen Unterschiede der verschiedenen veröffentlichten Beispiele betreffen die Grob- und Feineinstellung, die Art der verwendeten Amplitudenregelung sowie die Energieversorgung.

Vielfach wird die Feineinstellung mit einem Doppelpotentiometer vorgenommen, die Grobeinstellung durch Umschalten von Kondensatoren. Dieses Verfahren ist nicht befriedigend. Die handelsüblichen Tandempotentiometer mit 3 dB Gleichlaufabweichung können ja um 30 % voneinander abweichen. Damit ist die Amplitudenregelung überfordert. Weiterhin ist bei häufiger Benutzung eine Veränderung des Widerstands durch Abrieb zu erwarten und demzufolge eine Veränderung der Skaleneichung. Ein nicht zu unterschätzender Nachteil besteht ebenfalls darin, daß für jeden Bereich eine getrennte Skale nötig ist, da sich die für die Grobumschaltung nötigen Kondensatoren nur schwer auf die nötige Genauigkeit hin auswählen lassen.

Weitaus günstiger ist daher der Einsatz von Widerständen für die Grobeinstellung und eines Zweifach-Drehkondensators für die Feineinstellung. Die dadurch sehr hochohmige Brücke erfordert MOSFETs als Verstärkerbauelemente.

Ein wichtiges Problem ist die Wahl des zur Amplitudenstabilisierung nötigen Regelgliedes. Kaltleiter sind derzeit schlecht erhältlich. Die Verwendung von Glühlampen ist nachteilig, weil ihre Trägheit bei tieferen Frequenzen zu gering ist. Außerdem sind sie sehr niederohmig. Eine 12-V/25-mA-Lampe z. B. hat bei dem in Frage kommenden Arbeitspunkt nur einen Widerstand von etwa 100 Ω. Heißleiter dagegen werden in verschiedenen Widerstandswerten angeboten. Ihre Trägheit ist auch bei tiefen Frequenzen ausreichend. Allerdings stehen sie oft nur in solchen Abmessungen zur Verfügung, daß zur optimalen Aufheizung Leistungen von 200...500 mW nötig sind.

Bezüglich Zeitkonstante und Energiebedarf sind Thermistoren für Regelzwecke gut geeignet. So wurde ein älterer TNR 2/1 verwendet. Er befindet sich in einem röhrenähnlichen Glaskolben mit siebenpoligem Stiftsockel. Dieser Typ weist eine ausgeprägte geknickte Kennlinie auf und ist sehr gut zur Stabilisierung einer Spannung auf $U_{eff} \approx 2\ V$ geeignet.

Beim Einsatz von MOSFETs als Regelglieder ist nachteilig, daß ihre Nichtlinearität die zulässige Spannung auf etwa 50 mV Effektivwert begrenzt. Die Wien-Brücke soll jedoch Spannungen im Voltbereich verarbeiten, damit sich das Generatorrauschen nicht bemerkbar macht.

Für eine gute Amplitudenregelung ist eine möglichst hohe Schleifenverstärkung im Regelkreis notwendig. Am besten eignet sich dazu die symmetrische Wien-Robinson-Brücke mit nachgeschaltetem integriertem Operationsverstärker, der aber FET-Eingänge haben sollte oder dem MOSFETs vorgeschaltet werden. Leider ist die Betriebsspannung dieser Verstärker für Batteriebetrieb zu hoch. Transverterbetrieb wäre möglich, bringt aber wieder die Gefahr des Auftretens von Störspannungen.

Zusammenfassend ergab sich folgendes Gerätekonzept: Wien-Robinson-Brücke, Differenzverstärker mit MOSFET-Eingängen, Regelung mit (räumlich) kleinem Heißleiter, Batteriebetrieb, Feineinstellung der Frequenz mit Zweifach-Drehkondensator.

Spannungsverhältnisse

Die Höhe der vom Verstärker abzugebenden Wechselspannung wird durch den Energiebedarf des zur Regelung verwendeten Heißleiters vorgegeben. Für das Mustergerät stand ein Thermistor vom Typ TNR 2/1 zur Verfügung, der jedoch (offenbar durch Überlastung) nicht mehr dem Originaltyp entsprach. Seine Kennlinie zeigte bei $I = 1,6\ mA$ die höchste relative Widerstandsänderung von 20 % je mA und einen Widerstand von 750 Ω. In diesem Arbeitspunkt wären zur Ansteuerung der Brücke $U_{eff} = 1,8\ V$ nötig, was wiederum eine Betriebsspannung von mehr als 7 V erforderte. Das Gerät sollte jedoch noch bei 6 V arbeiten (zwei Flachbatterien, Ausnutzung der Zellen bis 1,1 V). Damit ergibt sich die vom Verstärker abgebbare Wechselspannung zu $U_{a\ eff} = 1,5\ V$. Der Heißleiter erhält also im eingeregelten Zustand eine Spannung von $U_{eff} = 1,0\ V$. Er hat in diesem Arbeitspunkt einen Widerstand von 800 Ω und eine Steilheit von 130 Ω/mA. Die sich ergebenden Pegel sind im Bild 1 zu erkennen. Da die eingeschwungene Wien-Robinson-Brücke bei symmetrischem Differenzverstärker in beiden Zweigen die Spannung im Verhältnis 1:3 teilt, liegen also am Heißleiter 2/3 der Verstärkerausgangsspannungen.

Der Differenzverstärker muß daher an seinen Eingängen eine Wechselspannung von je $U_{eff} = 0,5\ V \mathrel{\hat{=}} U_{SS} = 1,4\ V$ verarbeiten und am Ausgang eine Spannung von $U_{eff} = 1,5\ V \mathrel{\hat{=}} U_{SS} = 4,2\ V$ abgeben können.

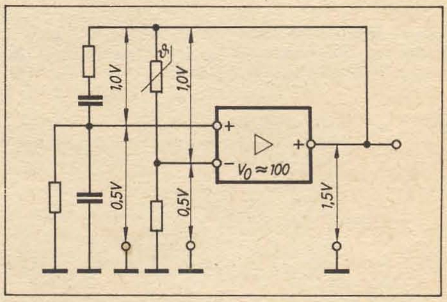


Bild 1: Pegelverhältnisse am Generator (Spannungen in Effektivwerten)

Schaltungsbeschreibung (Bild 2)

Wien-Glied

Das Wien-Glied besteht aus den umschaltbaren Festwiderständen R_1 bis R_{20} für die zehn Grobbereiche sowie aus dem Zweifach-Drehkondensator und den Parallelkapazitäten C_3, C_4 und C_5. Die Widerstände wurden im Mustergerät gemäß den berechneten Werten so genau wie möglich aus einem größeren Vorrat ausgesucht (Abweichungen unter 0,5 %). Diese Genauigkeit ist die Voraussetzung dafür, daß zwei Skalen für alle Bereiche genügen. Beim Nachbau und beim Ausmessen der Widerstände sei an die Gleichung für die Generatorfrequenz erinnert:

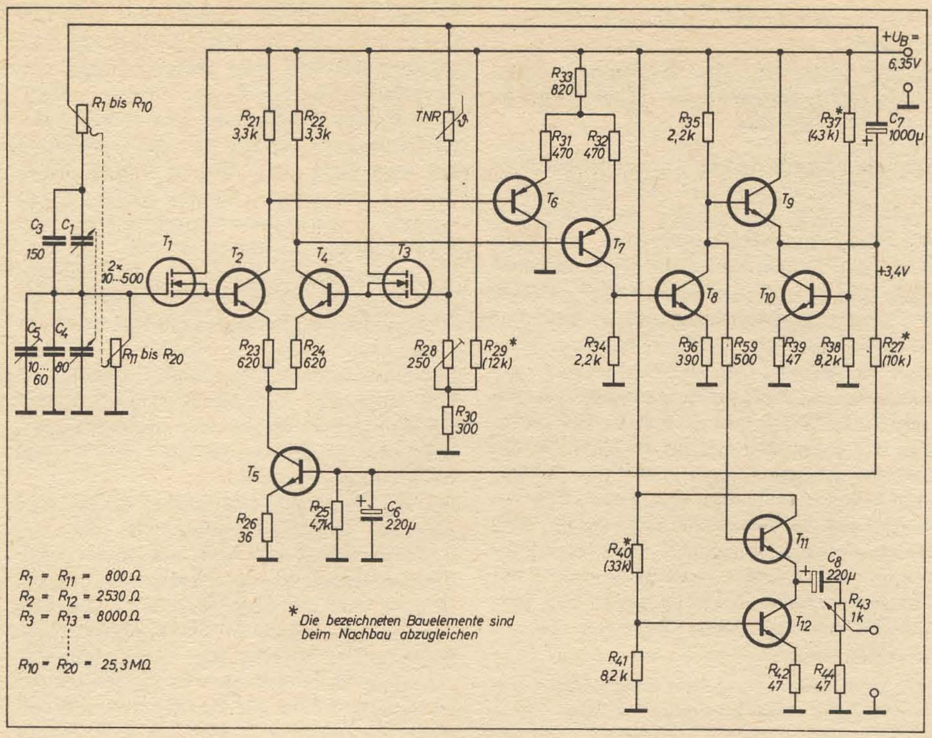
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Die Frequenz ist also umgekehrt proportional dem geometrischen Mittelwert der beiden Widerstände. Dadurch wird das Ausmessen erleichtert. Anstelle von zwei Widerständen mit dem genauen Rechenwert von

---

Fortsetzung von Seite 45

an, wodurch alle Zählerstufen gemeinsam zurückgesetzt werden. Gleichzeitig erhält Q_3 L- und $\overline{Q_3}$ H-Potential. Liegt an Q_1 und Q_2 L an, bleiben die beiden Zähleingänge der Zählerkette weiterhin gesperrt. L-Potential an Q_3 bewirkt die Sperrung der Speichereingangsgatter, so daß keine Datenübernahme vom Datenbus erfolgen kann, während die Gatter G_2, G_4, G_6 und G_8 durch H an $\overline{Q_3}$ geöffnet sind. In den Flip-Flops der D 191 sind aber die Dateninformationen erhalten geblieben, die nun über die $\overline{Q}$-Ausgänge der D 191 und die offenen Gatter G_2, G_4, G_6 und G_8 invertiert und damit den B-Eingängen der Speicherregister sofort richtig zugeführt werden. Dieser Zustand bleibt während der Zyklen 4, 1 und 2 erhalten, so daß die Daten während dieser Zeit in den Registern kreisen und gleichzeitig im Rhythmus des Taktes nacheinander an den Q-Ausgängen anliegen und über den Dekoder der Anzeige zugeführt werden, bis durch den 3. Zyklus die erneute Datenübernahme durch die Umsteuerung der Gatter G_1 bis G_8 eingeleitet wird.



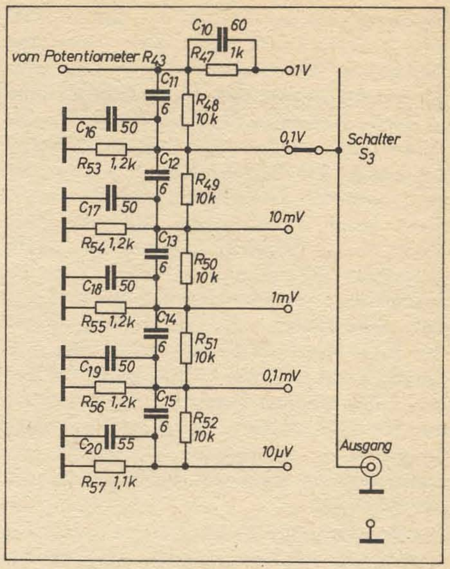


Bild 3: Stromlaufplan des Ausgangsspannungsteilers

◄ **Bild 2: Stromlaufplan des Generators**

z. B. 2 530 Ω ist es möglich, zwei von diesem Wert in entgegengesetzte Richtungen um den gleichen Betrag abweichende Widerstände zu verwenden, z. B. 2 500 Ω und 2 560 Ω.

Der dabei entstehende Frequenzfehler ist mit 0,01 % des Rechenwertes zu vernachlässigen. Auch der Fehler im Amplitudengang ist in diesem Fall noch unerheblich.

Zur Verringerung von unkontrollierten Streukapazitäten werden die Widerstände einzeln umgeschaltet. Im Mustergerät wurden als Rechenwerte für die Widerstände 800 Ω und 2 530 Ω bzw. die dezimalen Vielfachen bis 25,3 MΩ benutzt. Das Gehäuse des Drehkondensators ist gegen Masse isoliert aufzubauen (Piacryl, PVC, Polystyrol, nicht aber Hartpapier o. ä.).

Das Gehäuse besitzt im Mustergerät gegen Masse eine Kapazität von $C_S \approx 50$ pF. Diese Kapazität liegt dem unteren Zweig des Wien-Gliedes parallel und bildet mit C_4 und C_5 zusammen die zur Verringerung der Kapazitätsvariation nötige Parallelkapazität zu C_2. Der entsprechende Kondensator C_3, der zu C_1 parallelgeschaltet ist, wurde mit 150 pF festgelegt. Damit ergibt sich ($C_1 = C_2 = 10...500$ pF) eine Kapazitätsvariation von etwas über 4, womit sich die Bereiche ausreichend überlappen.

Differenzverstärker

Der Differenzverstärker besteht aus den Transistoren T_1 bis T_7. Die beiden Transistoren SM 103/104 wurden im Mustergerät so aus Basteltypen ausgesucht, daß die Öffnungsspannungen etwa um —3,2 V lagen und möglichst gut übereinstimmten. An den Emittern von T_2 und T_4 stellte sich eine Spannung von 2,5 V ein. Das Exemplar mit der kleineren Öffnungsspannung wurde in den rechten Zweig gelegt. Mit R_{29} wurde die Differenz durch eine kleine Vorspannung ausgeglichen.

Die Transistoren T_2 und T_4 sind Miniplasttypen, die auf gleiche Stromverstärkung ausgesucht wurden ($\beta \approx 100$). Auf genaue Übereinstimmung müssen die Widerstände R_{21} und R_{22}, R_{23} und R_{24} sowie R_{31} und R_{32} jeweils paarweise ausgesucht sein.

Der Transistor T_5 stellt eine Konstantstromquelle für die erste Stufe des Differenzverstärkers dar. Über R_{27} wird eine Gleichspannungsgegenkopplung des Verstärkers zur Stabilisierung der Arbeitspunkte erzielt. Das ist bei der hohen Aussteuerung und der im Vergleich dazu relativ kleinen Betriebsspannung unbedingt nötig. Mit C_6 wird eine Wechselspannungsgegenkopplung verhindert. Im Mustergerät wurde R_{27} so eingestellt, daß am Emitter von T_9 eine Gleichspannung von +3,4 V anliegt. Dabei stellt sich an den Kollektoren von T_2 und T_4 eine Gleichspannung von +5,1 V ein. Die an beiden Eingängen liegende Wechselspannung von $U_{SS} \approx 1,4$ V ist gleichphasig und bewirkt deshalb an den Kollektoren nur einen Spannungshub von $U_{SS} \approx 50$ mV. Diese Spannung wird über T_6, T_7 und T_8 auf $U_{SS} = 4,2$ V verstärkt. T_6 und T_7 sind Germanium-HF-Transistoren mit einer Transitfrequenz von mehr als 10 MHz. Im Mustergerät wurde der Typ П416А mit $\beta = 35$ und $f_T = 60$ MHz eingesetzt. An diese Transistoren sind keine besonderen Anforderungen zu stellen. Das gilt auch für T_8 (Stromverstärkung etwa 60). Die Stromgegenkopplung durch die relativ großen Emitterwiderstände ergibt eine konstante Verstärkung. Sie entspricht näherungsweise dem Quotienten aus Kollektor- und Emitterwiderstand.

Regelglied

Das Regelglied besteht aus dem Spannungsteiler mit dem Heißleiter im oberen und den Widerständen R_{28}, R_{29} und R_{30} im unteren Zweig. Da das Wien-Glied die Spannung im Verhältnis 1:3 teilt, muß auf der rechten Seite (am invertierenden Eingang des Differenzverstärkers) die Spannung im gleichen Verhältnis geteilt werden. Da der Heißleiter im gewählten Arbeitspunkt einen Widerstand von 800 Ω besitzt, muß also für den unteren Zweig ein Widerstand von 400 Ω gewählt werden. Der untere Zweig wurde als Reihenschaltung von R_{28} und R_{30} ausgeführt, um die Ausgangsspannungsamplitude feiner einstellen zu können. Über R_{29} wird dem Gate von T_3 eine Vorspannung (von +0,15 V im Mustergerät) zugeführt, damit sich an den Kollektoren von T_2 und T_4 der gleiche Arbeitspunkt ergibt. Beim Nachbau ist R_{29} neu zu bestimmen.

Mit dieser Regelung ist die Amplitude 3 s nach einer Störung wieder konstant. Bei der tiefsten Frequenz besitzt die Amplitude einen um 10 % kleineren und bei der höchsten einen um 20 % höheren Wert als bei den Frequenzen zwischen 100 Hz und 100 kHz.

Treiberverstärker

Die Transistoren T_9 und T_{10} bilden die zur Speisung der Brücke nötige Treiberstufe. Die Brücke hat bei der höchsten Frequenz einen Scheinwiderstand von etwa 800 Ω, benötigt also einen Stromhub von $I_{SS} = 5,3$ mA.

Wenn ein Emitterfolger in der Größenordnung der Betriebsspannung ausgesteuert werden soll, ist ein einfacher Widerstand im Emitterzweig nicht mehr sinnvoll, weil dieser bei kapazitiver Ankopplung der Last sehr klein sein müßte und deshalb einen hohen Ruhestrom benötigen würde. Anstelle des Emitterwiderstandes wurde daher mit T_{10} eine Stromquelle eingesetzt, die einen mit R_{37} einstellbaren Strom von 2,9 mA aus T_9 ableitet. Ein ohmscher Widerstand an dieser Stelle müßte kleiner als 470 Ω sein und würde einen Ruhestrom von mehr als 7,2 mA verursachen.

Analoges gilt für die Treiberstufe des Ausgangs. In ihr muß ein maximaler Stromhub von $I_{SS} = 8,6$ mA angenommen werden (höchste Frequenz, kurzgeschlossener Ausgang, höchste Ausgangsspannung eingestellt). Der Strom durch T_{12} wurde deshalb auf 4,5 mA eingestellt. Die Transistoren T_9, T_{10}, T_{11}, T_{12} sind Miniplasttypen mit $\beta \approx 100$.

Ausgangsspannungsteiler (Bild 3)

Für eine Verringerung der Ausgangsspannung gemäß Aufgabenstellung um den

Faktor 10^{-5} ist der Aufbau des Stufenschalters problematisch. Bei einer normalen Ausführung haben die Kontakte gegeneinander und gegen den Mittenkontakt eine zu große Kapazität. Deshalb wurde für das Mustergerät ein 12stufiger Febana-Schalter umgebaut. Die Polystyrolkappe wurde entfernt, und die Kontaktplatte wurde umgedreht. Nach Entfernen der Mittenkontakte wurde in das Schaltstück ein dünner Draht eingelötet. Die federnden Halterungen der Schaltstücke erhielten parallel zur Kontaktbahn eine Kreisscheibe aus dünnem Blech. Auf diese Abschirmscheibe wurde (also mitdrehend) ein isolierter Lötstützpunkt für den erwähnten dünnen Draht einerseits und für den flexiblen Abgang zur Ausgangsbuchse andererseits angebracht. Innerhalb der Kontaktfahnen wirkt ein Blechzylinder als Abschirmung.

Die Bauelemente R_{47} bis R_{57} und C_{10} bis C_{20} wurden so eng wie möglich am Schalter montiert (Außenbelege an Masse). Die ganze Anordnung wurde dann mit einer Abschirmhaube versehen. Beim Nachbau kann, wenn der Spannungsteiler aus engtolerierten Bauelementen aufgebaut wird, an der Verbindung zwischen R_{43} und dem Spannungsteiler eine zweite Ausgangsbuchse angebracht werden, an die sich ein Spannungsmesser anschließen läßt. Im Mustergerät wurde darauf verzichtet. Dafür befindet sich unter dem Knopf des Potentiometers eine Skale.

Stromversorgung

Bei Batterien ist mit größeren Spannungsschwankungen als bei Netzbetrieb zu rechnen. Im Falle von zwei Flachbatterien liegt die Spannung z. B. zwischen 6,5 V und 9 V. Die einzusetzende Spannungsregelung muß deshalb recht wirkungsvoll sein.

Die Schaltung, die im Bild 4 dargestellt ist, enthält eine Quelle für eine aufgestockte Spannung, die den Basisstrom des Transistors T_{13} liefert, und den npn-Transistor T_{15}. Durch diese Maßnahmen blieb die Ausgangsspannung bei konstanter Last und zwischen 6,5 V und 9 V schwankender Eingangsspannung konstant auf einem Wert von 6,35 V (Schwankung kleiner als etwa 10 mV).

T_{13} und T_{14} sind im Mustergerät Transistoren vom Typ МП 16 А (15 V, 200 mW, $\beta = 30$); sie lassen sich durch jeden pnp-Kleintransistor (z. B. GC 116) ersetzen. T_{15} ist ein Miniplasttyp mit $\beta = 100$.

Aufbau

Für die Konstruktion bestehen zwei Forderungen:

- unbedingte Abschirmung des ganzen Geräts und der Widerstände der Wien-Brücke sowie des Ausgangsspannungsteilers
- beste Isolation des Drehkondensators und des Umschalters der Widerstände in der Wien-Brücke.

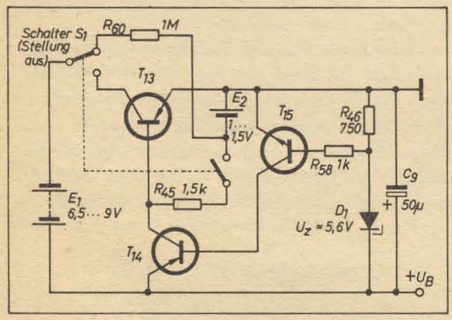


Bild 4: Stromlaufplan des Betriebsspannungsreglers

Das Mustergerät wurde aus kupferkaschiertem Material aufgebaut. Die Größe der Frontfläche ist durch Größe und Anordnung der Bedienelemente vorgegeben, die Tiefe durch den Drehkondensator. Die Frequenzskale wurde auf die Seilscheibe geklebt, die auf der Drehkondensatorachse befestigt ist. Die Seilscheibe muß gut isolieren (Piacryl, Polystyrol). Die im Mustergerät verwendete, aus Hartpapier gedrehte Scheibe von 5 mm Dicke und 50 mm Radius hatte von der 6-mm-Bohrung bis zu einem in die Seilrille gelegten Draht nur einen Widerstand von 1 200 MΩ. Da diese Scheibe durch das Fenster nicht abgeschirmt war, traten anfangs manchmal Brummeinstreuungen auf. Durch Aufkleben eines mit Masse verbundenen Blechrings auf die Seilscheibe konnten diese Störungen jedoch beseitigt werden.

Die Schaltung ist auf drei Leiterplatten untergebracht. Spannungsregler und Ausgangstreiber befinden sich nicht auf der Hauptplatte. Der Drehkondensator wurde auf eine Piacrylscheibe geschraubt, die am Gehäuse befestigt ist. Außerdem ist es notwendig, ihn gegen horizontale Kippbewegung zu sichern, wofür sich ebenfalls eine Piacrylscheibe eignet.

Es zeigte sich, daß der Heißleiter elastisch gelagert werden mußte. Das geschah durch Aufkleben des TNR-Kolbens mit Cenusil.

Hinweise für den Aufbau

Zunächst sollte man den Heißleiter beschaffen, um danach den Leistungs- und Spannungsbedarf festlegen zu können. Verwendbar ist ein normaler, jedoch möglichst kleiner NTC-Widerstand mit einem Kaltwiderstandswert um 1 200 Ω. Bei der Abschätzung des von T_9 und T_{10} zu treibenden Stromes in die Brücke erinnere man sich daran, daß im eingeschwungenen Zustand das Wien-Glied einen reellen Widerstand vom dreifachen Wert des im entsprechenden Bereich gerade eingeschalteten Widerstandes darstellt, im Mustergerät also im höchsten Bereich $3 \times 800\,\Omega = 2\,400\,\Omega$, die parallel zu den 1 200 Ω des Regelgliedes die maximale Last des Brückentreibers darstellen. Der Ruhestrom durch T_9 und T_{10} wird um etwa 0,3 mA größer als der halbe Spitze-Spitze-Strom eingestellt. Im Mustergerät bedeutete das

$$\frac{I_{SS}}{2} + 0{,}3\,\text{mA} = \frac{U_{SS}}{2R_{TNR}} + 0{,}3\,\text{mA} = 2{,}93\,\text{mA}$$

wobei $U_{SS} = 4{,}2$ V und R_{TNR} der Widerstand des Heißleiters im Arbeitspunkt sind.

Nachdem der Leistungs- und damit der Spannungsbedarf der Brücke feststeht, legt man die erforderliche Betriebsspannung um etwa 2 V (besser mehr) höher als den Ausgangsspannungswert U_{SS} fest. Später gleicht man mit R_{27} die Gleichspannung am Emitter von T_9 auf etwa 0,3 V höher als die halbe Betriebsspannung ab.

Abschließend sei noch auf die erforderliche Vorsicht beim Umgang mit MOSFETs hingewiesen.

In der vorliegenden Schaltung liegt das Gate von T_1 frei an einer Lötöse der Verstärkerplatte und wird lediglich über den Schalter S_2 (R_{11} bis R_{20}) an Masse gelegt. Beim Nachbau sollte man besser den größten Widerstand bereits auf der Leiterplatte fest vom Gate nach Masse führen. Dann liegt er den übrigen Bereichswiderständen parallel. Diese müßten dann allerdings entsprechend neu berechnet werden.

Es ist zweckmäßig, R_{27} und R_{29} nach Ermittlung ihres Wertes als Festwiderstände einzusetzen. R_{28} sollte aber ein Stellpotentiometer sein.

Die Einstellung des Trimmers C_5 erfolgt so, daß man C_1, C_2 schnell zwischen den Grenzwerten verändert und die dabei auftretenden Amplitudensprünge mit C_5 auf ein Minimum einstellt.

Bei der Skaleneichung wird zunächst eine neutrale Gradskale verwendet; bei der Eichung notiert man z. B. mit einem Zählfrequenzmesser die entsprechenden Grade. Danach wird die endgültige Skale gefertigt und über die neutrale Skale geklebt. Der Skalenzeiger besteht aus einem sauberen vertieften Strich auf der Piacrylscheibe des Fensters und wird mit Polylux-Faserstift gefärbt. Der Abstand dieser Scheibe von der Skale beträgt im Mustergerät 1 mm. Ein größerer Abstand erhöht beim Ablesen den Parallaxefehler.

Da bei der zunächst eingestellten Ausgangsspannung von $U_{eff} = 1{,}5$ V der Klirrfaktor über 1 % lag, wurde die Ausgangsspannung endgültig auf $U_{eff} = 1{,}1$ V eingestellt. Der Klirrfaktor lag dann bei einer Frequenz von 1 kHz bei 0,7 %.

Technische Daten

Betriebsspannung	6,5...9 V (12 mA) und 1...1,5 V (1 mA)
Frequenzbereich	9 Hz...1,1 MHz in 10 Bereichen
Ausgangsspannung	≈ 10 µV...1,1 V
Ausgangswiderstand	≈ 1 kΩ
Klirrfaktor	≈ 1 %
Abmessungen in mm	110 × 180 × 150
Masse	1 400 g (mit Batterien)

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Sinusgenerator für Prüfzwecke. radio und fernsehen 16 (1967) H. 16, S. 619 und 620

[2] Kühne, H.: Durchstimmbarer Wien-Robinson-Oszillator mit MOSFET zur Amplitudenstabilisierung. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 9, S. 301 und 302

[3] Sittig, K.; Wiederhold, M.: Realisierung von Wienbrückengeneratoren. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 9, S. 298 und 299

[4] Wolf, R.: Eigenschaften und Anwendung passiver RC-Netzwerke. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 12, S. 384–387

[5] Georgi, R.: Amplitudenstabiler Sinusgenerator. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 2, S. 114 bis 116

[6] Borchardt, G.: Wienbrückengenerator mit kapazitiver Abstimmung. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 9, S. 587 und 583

Fernsehmechaniker
(Color u. S/w) m. langj. Außendienstprax. sucht neuen Wirkungskrs. 2-R.-Whg. m. Fhg. erford. Südbez. bevorzugt.
Zuschr. an
296613 DEWAG, 122 Eisenhüttenstadt, PSF 131

Leistungsendstufen mit Operationsverstärkern

EBERHARD GERLACH

Ausgehend von einer Betrachtung diskret aufgebauter Endstufen und der Konzeption integrierter NF-Endstufenschaltkreise wurden Schaltungsvarianten mit Operationsverstärkern untersucht, um die Vorteile dieser Universalschaltkreise in Leistungsstufen konsequent nutzen zu können.
Mit Hilfe der vorgestellten Schaltungslösung lassen sich die Parameter von Leistungsverstärkern wesentlich verbessern.

Betrachtung konventioneller Endstufen

Von konventionellen Endstufen her bekannte Probleme bei der Übertragung ergeben sich im wesentlichen daraus, daß die Endstufentransistoren im Großsignalbetrieb arbeiten. Dabei wird die gesamte Eingangskennlinie der Transistoren – also auch in den nichtlinearen Bereichen – durchfahren, wobei Verzerrungen unvermeidbar sind.

Bei den heute verwendeten eisenlosen Gegentaktendstufen gibt es jedoch eine weitere Gruppe von Verzerrungen, die sog. Übernahmeverzerrungen. Sie treten in dem Moment auf, in dem beide Endtransistoren leitend sind, und sind demzufolge bei reinem B-Betrieb am geringsten. Zusätzlich treten Verzerrungen durch ungenügende Paarigkeit der Transistoren auf.

Die in Endtransistoren fließenden großen Ströme sowie die Umgebung führen zu thermischen Einflüssen, die durch Arbeitspunktverschiebungen weitere Fehler hervorrufen.

Zusätzlich können je nach Transistortyp frequenzabhängige Verzerrungen infolge des Verstärkungsfrequenzganges der Bauelemente auftreten.

Die Gesamtheit und Vielfalt der Ursachen für Übertragungsfehler führte dazu, daß man sich in der Vergangenheit vielfach mit einem Klirrfaktor von 10 % zufrieden gab. Um diese Übertragungsfehler zu verringern, gibt es verschiedene Wege. Zunächst sind eine Reihe reiner Schaltungsveränderungen möglich. Endtransistoren in Kollektorschaltungen streuen in der Spannungsverstärkung nicht so stark und sind mit geringeren Strömen steuerbar. Wird der Basisstrom bei Endstufen mit Ruhestrom (AB) mit einer Konstantstromquelle eingespeist, ergeben sich wiederum Verbesserungen. Kompensationsmaßnahmen können thermische Einflüsse stark dämpfen.

Die entscheidenste Verbesserung stellt die Einfügung einer Gegenkopplung dar. Eine elektrische Größe x wird durch die Gegenkopplung auf

$$x' = \frac{x}{1 + kx}$$

verändert. Auf den Verstärker angewendet, bedeutet das, daß seine Verstärkung in entsprechender Weise zurückgeht, sich in gleichem Maße aber andere Eigenschaften verbessern. So kann der Eingangswiderstand wesentlich erhöht werden, gleichzeitig kann bei ausreichendem Gegenkopplungsgrad k ein Regelverhalten der Schaltung erreicht werden.

Für die sinnvolle und konsequente Anwendung der Gegenkopplung sind bei festliegender Ausgangsleistung Verstärker mit extrem hoher Leerlaufverstärkung erforderlich. Operationsverstärker sind hier nahezu ideal.

Je größer in der Gegenkopplungsgleichung kx gewählt werden kann, um so besser werden die Eigenschaften der Schaltung.

Struktur des programmierbaren Leistungsverstärkers

Die Schaltungsstruktur soll anhand des Bildes 1 erläutert werden.

Die für eine bestimmte Ausgangsspannung erforderliche Spannungsverstärkung wird mit einem Operationsverstärker realisiert. Da diese einstellbar ist, läßt sich auch die Ausgangsleistung variieren. Der Operationsverstärker kann die Endstufe nicht direkt ansteuern, da sein Ausgangsstrom nicht ausreicht. Es ist also ein Stromverstärker (Booster) erforderlich.

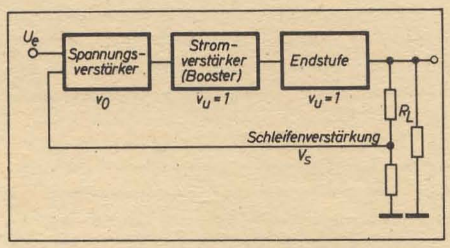


Bild 1: Schaltungsstruktur des Leistungsverstärkers

Die für den Operationsverstärker notwendige Gegenkopplung wird über die gesamte Kette geführt. Somit liegen Booster und Endtransistoren in der Gegenkopplungsschleife.

Eine äußerlich ähnliche Struktur wurde bereits in [2] angegeben. Die Unterschiede zeigen sich dann jedoch in der konkreten Realisierung der Schaltungsteile.

Bevor die Schaltung erläutert wird, soll noch auf einen sehr wichtigen, für Operationsverstärker typischen Sachverhalt hingewiesen werden. Für Operationsverstärker ist grundsätzlich eine Frequenzkompensation erforderlich. Dafür wurde im konkreten Fall die Maximalkompensation gewählt. Das schafft Sicherheit bei der Verstärkungseinstellung.

Der Frequenzgang des Gesamtverstärkers muß jedoch zusätzlich kompensiert werden. Gründe dafür werden noch angeführt, es sei nur gesagt, daß der Gegenkopplungsspannungsteiler frequenzabhängig ausgelegt wurde. Dadurch wird die Verstärkung bei höheren Frequenzen herabgesetzt. Phasendrehungen, die zur Schwingneigung führen können, werden somit vermieden. Eine ähnliche Aufgabe erfüllen die Drosseln in den Basiszuleitungen der Endtransistoren.

Die Gesamtschaltung wurde so strukturiert, daß bei einer Änderung der Parameter des Verstärkers der spannungsverstärkende Teil stets beibehalten werden kann.

Schaltungsbeschreibung (Bild 2)

Die bisherigen Überlegungen wurden durch praktische Schaltungslösungen bestätigt. Eine Schaltung, die sich mit dem verfügbaren Bauelementeangebot realisieren läßt, soll als Beispiel beschrieben werden.

Der Leistungsverstärker ist Bestandteil eines Wiedergabesystems. Damit lag die Betriebsspannung mit 20 V fest.

Der Operationsverstärker wird nicht symmetrisch gespeist. Die Gegenkopplung wird durch C_3 von Masse gleichspannungsmäßig getrennt, die negative Betriebsspannung des Operationsverstärkers stellt das Massepotential dar. Der Operationsverstärker wird demnach so betrieben, wie es einer symmetrischen Versorgung mit ±10 V entspricht. Das stellt die untere Betriebsspannungsgrenze für den Einsatz der A 109 dar. Der Operationsverstärker MAA 725 von Tesla kann auch mit geringeren Spannungen betrieben werden.

Die gewählte Betriebsweise hat den Vorteil, daß der Operationsverstärker für Gleichspannungen die Verstärkung Eins besitzt. Eine Eingangsspannungsdrift wirkt sich auf die Mittenspannung also kaum aus. Die Symmetrierung der Schaltung und damit Einstellung der Mittenspannung ohne Signal erfolgt mit R_1, der den nichtinvertierenden Eingang gleichspannungsmäßig auf $U_S/2$ festlegt, womit die symmetrischen Betriebsbedingungen des Operationsverstärkers simuliert werden.

Die Gegenkopplung wurde so gewählt, daß die frequenzunabhängige Verstärkung ma-

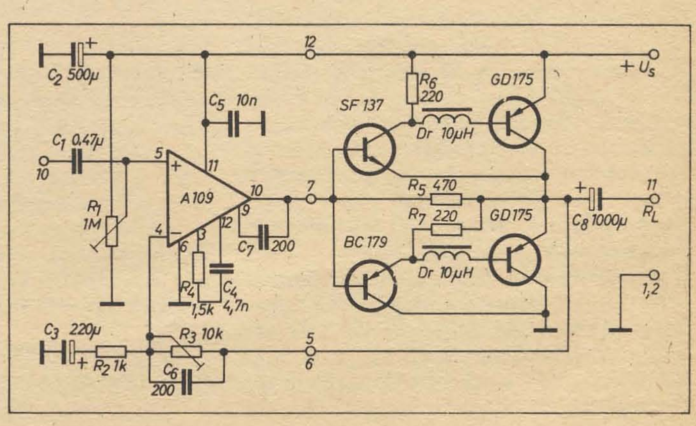


Bild 2: Gesamtschaltung des Verstärkers

ximal etwa 20 dB betragen kann. Bei sehr tiefen Frequenzen sinkt die Verstärkung durch den Einfluß von C_3. Blubbern und ähnliche tieffrequenten Störungen, die durch die Stromversorgung z. B. entstehen können, werden somit bekämpft. Für Booster und Endstufe kommen mehrere Lösungen in Frage. Komplementäre Leistungstransistoren vorausgesetzt, kann ein einzelner Transistor die Aufgabe des Stromverstärkers erfüllen. Sollen Leistungstransistoren gleichen Typs und eventuell Ge-Transistoren eingesetzt werden, ist ein komplementärer Booster von Vorteil. Diese Lösung wurde hier gewählt.
In der Schaltung stellen Booster und Endstufe eine Einheit dar. Nach Erläuterungen in [3] wurden aus einem Komplementärkleinleistungspaar und einem Ge-Leistungspaar gleicher Zonenfolge zwei zueinander komplementäre Leistungstransistoren geschaffen. Durch die hohe Stromverstärkung der Darlingtoneinheiten kann der Operationsverstärker diese direkt ansteuern.
Da R_1 das Gleichspannungpotential am Ausgang des Operationsverstärkers bestimmt, ist auch die Einstellung der Mittenspannung unproblematisch. Sie ist nicht unbedingt gleich der halben Betriebsspannung. Der Abgleich läßt sich am besten mit einem Oszillografen durchführen.
In Abhängigkeit von den Eigenschaften der Darlingtonpaare können weitere Verbesserungen erreicht werden, wenn der Widerstand R_5 auf 820 Ω erhöht wird und die Widerstände R_6 und R_7 mit 220 Ω eingefügt werden.
Der Aufbau des spannungsverstärkenden Teils erfolgt auf einer Leiterplatte mit Steckerleiste, die Stiftbezifferung geht aus Bild 2 hervor.

Kennwerte der Schaltung

Die IS A 109 besitzt bei ±10 V eine Spannungsleerlaufverstärkung von etwa 17 000 [1], was etwa 85 dB entspricht. Der Gegenkopplungsteiler realisiert, wenn die Kapazitäten nicht betrachtet werden, eine Schleifenverstärkung von 65 dB. Für den Verstärker selbst verbleiben dann etwa 20 dB. Die Ausgangsspannung wird mit R_3 eingestellt. Der Kondensator C_6 verringert frequenzabhängig den Wert von R_3. Durch die Erhöhung der Schleifenverstärkung nimmt die Verstärkung bei höheren Frequenzen ab, und das Regelverhalten des Operationsverstärkers wird verbessert.
Betrachtet man Verzerrungen als Abweichung der Ausgangsspannung von der Kurvenform des Eingangssignales, so regelt der Operationsverstärker diese Abweichung auf Grund seines Wirkungsprinzips und der hohen Schleifenverstärkung aus. Dadurch werden auch an die Paarigkeit der Endtransistoren keine hohen Forderungen gestellt. Es gilt die Regel, daß mit abnehmender Schleifenverstärkung die Qualitätsanforderungen z. B. an die Endtransistoren erheblich wachsen.
Bei der oszillografischen Überprüfung wurden folgende maximalen Werte ermittelt (s. Tafel 1):
Bei 4 Ω Lastwiderstand geht die Leistung auf etwa 8 W zurück. Weitere Experimente bestätigten die freie Programmierbarkeit der Schaltung. Da die Betriebsspannung bis auf 36 V erhöht werden kann, läßt sich die Leistung durch Verwendung geeigneter Transistoren weiter steigern, ohne daß die Schaltung wesentlich geändert werden muß. Verändert werden muß lediglich die Widerstandsbeschaltung der Boostertransistoren.
Zur Erzielung noch größerer Leistung ist jedoch von Germaniumtransistoren abzuraten. Bei Einsetzen der Regelvorgänge ist der Operationsverstärker auf Grund der hohen Schleifenverstärkung in der Lage, die Endtransistoren auch in die ungünstigsten Parameterbereiche zu steuern und sie zu zerstören. Zurückzuführen ist das auf die ungünstigen Eigenschaften der Ge-Transistoren bei großen Leistungen und ihre niedrige Grenzfrequenz.
Strom- und Spannungsgrenzwerte der Bauelemente allein entscheiden noch nicht über ihre Eignung! Am besten geeignet sind Si-Leistungstransistoren.

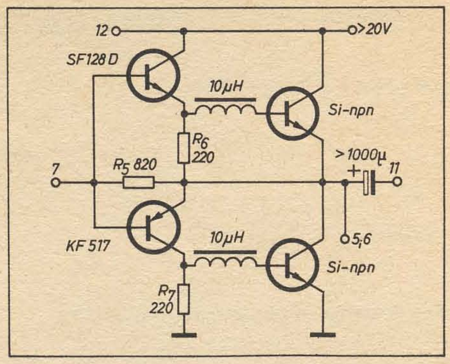


Bild 3: Endstufenschaltung mit Si-npn-Leistungstransistoren

Lastwiderstand	3,5 Ω
Betriebsspannung	20 V
U_{ASS}	16,2 V
$U_{A\,eff}$	5,7 V
$P_{A\,max}$	9 W (Einsatz der Begrenzung)

Beim Betrieb des Verstärkers ist auf sauberste Eingangssignale Wert zu legen. Es wurde festgestellt, daß beim Anschluß von Rundfunkgeräten die Wiedergabe über das Gerät wohl sauber war, mit dem Verstärker jedoch Verzerrungen hörbar wurden, die nachweisbar vom Rundfunkgerät herrührten.

Der Aufbau des Verstärkers erfordert lediglich einen Vielfachmesser für statische Kontrollen und einen Oszillografen zur Einstellung einer linearen Verstärkung.
Somit können die Vorteile des OV konsequent zur Schaltungsvereinfachung und Parameterverbesserung genutzt werden.

Literatur

[1] Halbleiterinformationen 117. Operationsverstärker A 109, B 109. radio fernsehen elektronik 25 (1976), H. 24, S. 795 und 796; 801 und 802
[2] Jünger, H.: 25-W-HiFi-Endstufe mit integriertem Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 18, S. 592 und 593
[3] Jakubaschk, H.: Komplementärschaltungstechnik, amateurreihe „electronica", H. 154. Berlin: Militärverlag der DDR 1977

Elektronischer Regler mit A 301 D

Dipl.-Ing. KARL-HEINZ GESELLENSETTER

Es wird ein elektronischer Regler für 12-V-Drehstromlichtmaschinen beschrieben, der sich durch den Einsatz des A 301 D im Aufbau vereinfacht und der in den elektrischen Eigenschaften (Hysterese) bessere Daten aufweist als herkömmliche Transistorregler.

Die Elektronik löst in Kraftfahrzeugen international immer mehr elektromechanische Funktionsgruppen ab. Die Vorteile elektronischer Regler liegen in ihrer hohen Zuverlässigkeit, Wartungsfreiheit, höheren Regelgenauigkeit sowie vor allem in der höheren Lebensdauer der Batterien [1] [2]. Trotzdem besitzen im RGW-Maßstab nur wenige PKW-Typen (z. B. Wolga GAS 24) serienmäßig einen vollelektronischen Regler.
Drehstromlichtmaschinen sind im Gegensatz zu Gleichstromlichtmaschinen kurzschlußfest und besitzen im Gehäuse eingebaute Gleichrichterdioden. Dadurch wird der Aufbau von elektronischen Reglern für Drehstromlichtmaschinen vereinfacht und auf die Funktion des reinen Spannungsreglers reduziert.
Mit dem Schaltkreis A 301 D, der in [3] [4] beschrieben wurde, kann die Funktion des Spannungsreglers einfach realisiert werden. Im Vergleich zu herkömmlichen Transistorreglern erreicht man durch den A 301 D eine höhere Regelgenauigkeit (Hysterese ≈ 100 mV gegenüber etwa 300 mV beim Transistorregler), einwandfreie Schaltflanken (niedrige Verlustleistung) und geringen Bauelementeaufwand.

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Reglers, der mit den angegebenen Endstufentransistoren für die Verwendung in 12-V-Drehstromlichtmaschinen mit einem Erregerwicklungswiderstand $R_{err} \geqq 4{,}5\ \Omega$ (z. B. Lada) geeignet ist. Außer dem A 301 D werden nur noch ein Spannungsteiler zur Einstellung der Regelspannung (D_1, R_1) und ein Leistungsschalter (T_1, T_2), der den Erregerstrom der Lichtmaschine treiben kann, benötigt. Vom A 301 D werden der Vorverstärker mit dem Schwellwert von etwa 0,65...0,7 V am Anschluß 3, der innere Schwellwertschalter sowie der Ausgangstransistor am Anschluß 6 des Schaltkreises zum Ansteuern der Endstufe ausgenutzt. Die zu Bild 1 gehörende Tafel enthält einige typische statische Meß-

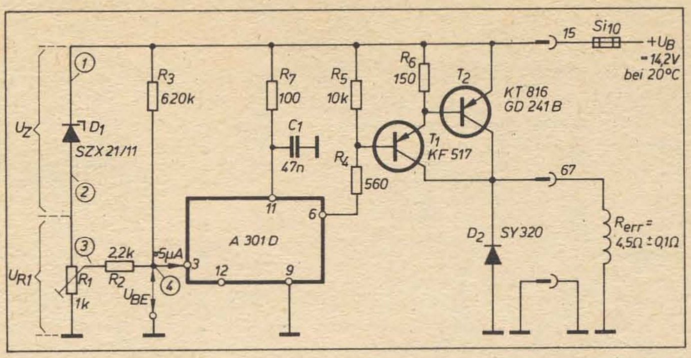


Bild 1: Elektronischer Regler für 12-V-Drehstromlichtmaschinen

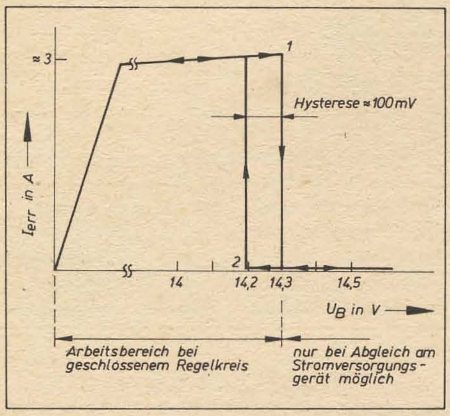


Bild 2: Übertragungskennlinie des elektronischen Reglers

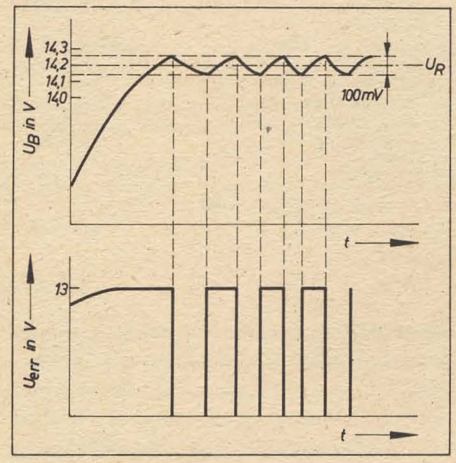


Bild 3: Verlauf der Lichtmaschinenspannung U_B und der Erregerspannung U_{err} in Abhängigkeit von der Zeit t

werte des verwendeten elektronischen Reglers.

Im Bild 2 ist die Übertragungskennlinie der Reglerschaltung abgebildet. Bei kleinen Drehzahlen und besonders bei hoher Belastung der Drehstromlichtmaschine erreicht die Spannung U_B noch nicht den oberen Umschaltpunkt 1 im Bild 2, d. h., es fließt ein Dauererregerstrom. Steigt die von der Lichtmaschine abgegebene Spannung infolge erhöhter Drehzahl weiter an und erreicht den Wert $U_B \approx 14{,}3$ V, wird der Erregerstrom I_{err} abgeschaltet. Die Spannung verringert sich, und bei Unterschreiten von $U_B \approx 14{,}2$ V (Punkt 2) wird I_{err} wieder zugeschaltet. Dieser Vorgang wiederholt sich in Abhängigkeit von der Drehzahl und der Belastung mit einer Frequenz von einigen Hz bis zu einigen kHz.

Bild 3 zeigt den Zusammenhang zwischen der Lichtmaschinenspannung U_B und dem dazugehörigen Erregerstrom I_{err} in Abhängigkeit von der Zeit. Mit Hilfe der Elektronik ist es leicht möglich, die Regelspannungskennlinie optimal an die gegebene Batterie anzupassen.

Typische statische Meßwerte des elektronischen Reglers nach Bild 1

Meßpunkte	T_2 leitend unterer Hysteresewert	T_2 gesperrt oberer Hysteresewert	Hysterese
1 ≙ U_B	14,23 V ⎫ U_Z =	14,34 V	110 mV
2 ≙ U_{R1}	3,33 V ⎭ 10,9 V	3,44 V	
3	0,62 V	0,64 V	
4 ≙ U_{BE}	0,66 V	0,68 V	20 mV am Pin 3

Die Temperatur-Spannungscharakteristik muß einen Verlauf haben, der im praktisch vorkommenden Temperaturbereich von etwa −25...+40 °C einen konstanten Ladezustand der Batterie zuläßt. Im Gegensatz zu einer Konstantspannungsregelung werden dadurch hohe Restladeströme bei hohen Temperaturen vermieden. Hohe Restladeströme verkürzen die Lebensdauer der Batterie erheblich. Wünschenswert ist deswegen eine mit steigender Temperatur fallende Regelspannung von etwa −8 bis −10 mV/K mit einem Fixpunkt von ≈ 14,2 V bei 20 °C. Diese Eigenschaft des Reglers wird mit der Eingangskombination D_1, R_1 in Verbindung mit der Temperaturabhängigkeit des Eingangstransistors des A 301 D (am Anschluß 3) realisiert. Pin 3 besitzt nach [4] einen Temperaturkoeffizienten $T_k \approx -2$ mV/K.

Dieser Temperaturkoeffizient der Schwellspannung von etwa 0,65...0,7 V kann über den Spannungsteiler R_1 auf die Spannung U_B bezogen hochtransformiert werden. Durch den Einsatz einer entsprechenden Z-Diode kann man die Größe des Temperaturkoeffizienten in den oben genannten gewünschten Bereich bringen bzw. noch andere Kennlinien erzeugen.

Dimensionierung

Mit der Z-Diode SZX 21/11 erhält man unter Berücksichtigung ihrer Grenzwerte folgende Spannungsabfälle über R_1:

$$U_{R1\,min} = U_B - U_{Z\,max} = 2{,}6\ \text{V}$$

$$U_{R1\,max} = U_B - U_{Z\,min} = 3{,}8\ \text{V}$$

Damit ergeben sich für das Spannungsverhältnis U_R/U_{BE} folgende Grenzwerte:

$$\frac{U_{R1\,min}}{U_{BE}} \approx 3{,}7$$

und

$$\frac{U_{R1\,max}}{U_{BE}} \approx 5{,}4$$

Unter Berücksichtigung der Temperaturcharakteristik der Z-Diode SZX 21/11 von $T_{kZ} = +0{,}5...0{,}8$ mV/K ergibt sich der Gesamttemperaturgang $T_{k\,ges}$ zu

$$T_{k\,ges} = +\frac{U_{R1}}{U_{BE}} T_{k\,U_{BE}} + T_{k\,Z}$$

$$T_{k\,min} = \frac{U_{R1\,min}}{U_{BE}} T_{k\,U_{BE}} + T_{k\,Z\,max} = -8\ \text{mV/K}$$

$$T_{k\,max} = \frac{U_{R1\,max}}{U_{BE}} T_{k\,U_{BE}} + T_{k\,Z\,min} = -10{,}3\ \text{mV/K}$$

mit

$$T_{k\,U_{BE}} = -2\ \text{mV/K}.$$

Der Temperaturgang (ohne Berücksichtigung der Toleranzen von U_{BE}) liegt damit in dem gewünschten Bereich von −8 bis −10 mV/K, wobei keine spezielle Z-Diode verwendet wurde. Der resultierende Temperaturkoeffizient steigt mit geringer werdender Z-Spannung an. Mit der Wahl der Z-Diode können verschiedene Temperaturkoeffizienten realisiert werden.

Der Einsteller R_1 ist unkritisch bemessen worden. Der gewünschte Zenerstrom soll im Bereich von 2...6 mA liegen. R_2 dient als reiner Schutzwiderstand zur Begrenzung des Eingangsstromes (dieser Schutz ist nur beim Abgleich ohne Lichtmaschine notwendig, da der Regelkreis in dem Moment nicht geschlossen ist). R_3 ist ein weiterer Schutzwiderstand, der die Erregung der Lichtmaschine abschaltet, wenn eine Unterbrechung am Schleifer des Einstellreglers auftreten sollte. Für die Auswahl von T_2 muß der maximale Kollektorstrom berücksichtigt werden.

Beim Lada ist für die Erregerwicklung der Lichtmaschine $R_{err} = 4{,}5\ \Omega \pm 0{,}1\ \Omega$ angegeben. Der maximale Strom $I_{err\,max}$ ergibt sich zu

$$I_{err\,max} = \frac{U_{B\,max} - U_{CE\,min}}{R_{err\,min}} = 3{,}1\ \text{A}$$

Dieser Strom ist der bei sehr tiefen Temperaturen theoretisch auftretende maximale Erregerstrom. In der verwendeten Regelschaltung wurde für T_2 der sowjetische Si-Transistor КТ 816 (Dauerstrom 3 A, Spitzenstrom 6 A) eingesetzt, der im modernen Plastgehäuse (SOT 32) ausgeführt ist. Ohne Änderung der Topologie sind auch die Germaniumtypen GD 241 B bis 243 B als Ersatz für den КТ 816 einsetzbar. Allerdings ist der dann eingeschränkte Temperaturbereich zu beachten.

Die Diode D_2 arbeitet als Freilaufdiode beim Abschalten des Erregerstromes.

Inbetriebnahme

Die Funktion des Reglers ist leicht an einem geregelten Netzteil außerhalb des Kraftfahrzeuges zu überprüfen. Auch der Sollwert kann damit einfach eingestellt, muß aber im PKW nochmals kontrolliert werden. Zur Kontrolle des Schaltzustandes der Endstufe wird eine KFZ-Glühlampe anstelle der Erregerwicklung an den Regler geschaltet.

Es wird eine Betriebsspannung von $U_B \approx 14{,}3$ V am Netzteil eingestellt und der Schleifer des Einstellreglers R_1 von der Masseseite ausgehend langsam so lange gedreht, bis die Glühlampe gerade erlischt. Danach werden die Ein- bzw. Ausschaltpunkte durch langsames Verändern der

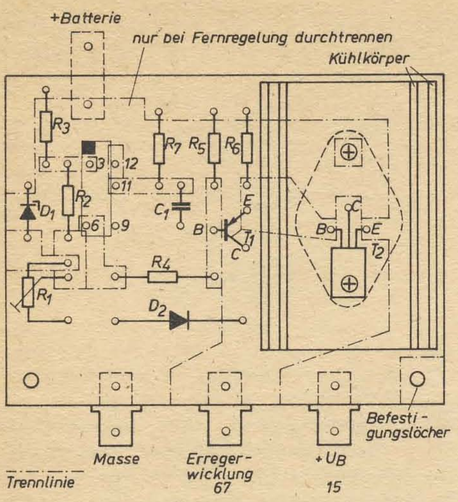


Bild 4: Bestückungsplan der Leiterplatte des elektronischen Reglers

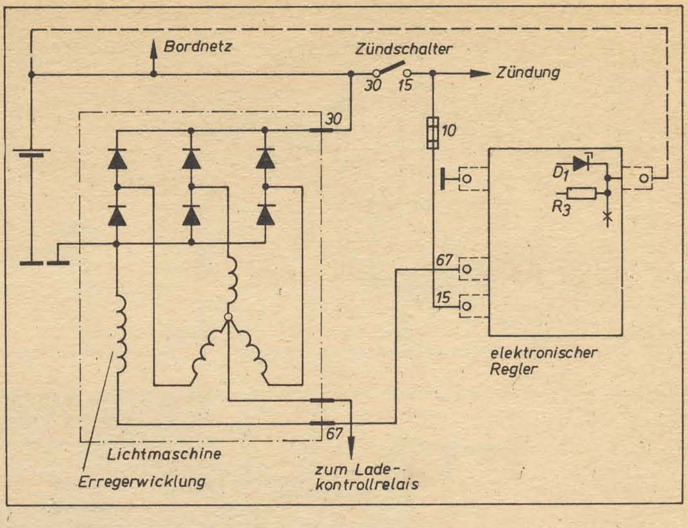


Bild 5: Fernregelprinzip (gestrichelte Linie) am Beispiel der E-Anlage des PKW Lada

Spannung überprüft. Die Hysterese liegt in einem Bereich von etwa 100 mV.

Der Regler wurde auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 80 mm × 60 mm aufgebaut (Bild 4). Als Anschlüsse sind auf der Leiterplatte aufgelötete und genietete KFZ-Steckfahnen benutzt worden, so daß ein leichter Austausch mit dem mechanischen Regler möglich ist. Zweckmäßig sind eine Versiegelung gegen Nässe mit Möbelklarlack aus der Spraydose sowie der Einbau in ein geeignetes Gehäuse.

Am vorteilhaftesten ist die Anbringung des Reglers in Batterienähe und im Schatten der Motorwärmestrahlung, damit die Temperatur-Spannungscharakteristik der Reglerkennlinie voll wirksam werden kann. Dazu kann nach dem Prinzip der Fernregelung am Verbraucher die Katode von D_1 schaltungsmäßig an die positive Batterieklemme angeschlossen werden (Bild 5). Dann wird die Betriebsspannung unmittelbar an der Batterie abgenommen und auch ausgeregelt. Spannungsabfälle über Zuleitungen und Zündschalter bleiben ohne Einfluß auf die Spannungsregelung. Der Dauerstrom von 2...3 mA ist für die Autobatterie vernachlässigbar. Im Bild 4 sind die notwendigen Veränderungen für diesen Fall eingezeichnet.

Der breite zugelassene Arbeitsbereich des A 301 D, der von 4,75...27 V reicht, ermöglicht mit geringen Änderungen auch den Einsatz in 24-V-Drehstromlichtmaschinen.

Praktische Erfahrungen

Der Regler (Prinzip s. Bild 5) arbeitet seit etwa einem Dreivierteljahr fehlerfrei in einem Lada 1300. Das bei mechanischen Reglern auftretende Aufleuchten der Ladekontrollampe bei langen Fahrten findet nicht mehr statt. Die gewählte Schaltung ist in hohem Maße störspannungssicher. So arbeitete der Regler an einer externen 12-V-Drehstromlichtmaschine ohne Batterie und variabler Last, ohne Schaden zu nehmen. Beim Einbau in andere PKW-Typen kann zur zusätzlichen Sicherheit eine 20-V-Z-Diode zwischen der Masse und der Klemme für die positive Betriebsspannung angebracht werden.

Literatur

[1] Elsaßer, M.: Die elektronische Regelung der Kraftfahrzeug-Generatoranlage. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 7, S. 234–238; H. 8, S. 268–272

[2] Mühle, B.: Elektronische Spannungsregler für Drehstromlichtmaschinen. Kraftfahrzeugtechnik 28 (1978) H. 2, S. 49 und 50

[3] Buttgereit, D.: Die integrierte Initiatorschaltung A 301 D. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 12, S. 403–406

[4] Haberland, K.-H.: Anwendung der Initiatorschaltung A 301 D. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 14, S. 453–458

Fotodiodeneffekt bei LED-Bauelementen

Dipl.-Ing. KLAUS SCHLENZIG

Dieser Beitrag macht mit Untersuchungsergebnissen von LED-Bauelementen in Hinblick auf das Auftreten des Fotodiodeneffektes bekannt. Des weiteren werden zwei Schaltungen für Anwendungsmöglichkeiten der LED-Bauelemente als Fotodioden angegeben.

Bei Lichteinfall ausreichender Intensität (Beleuchtungsstärken ab etwa 10 000 lx) treten bekanntlich auch bei Leuchtdioden unterschiedlicher Stoffkombination gut verwertbare Fotospannungen auf. Dieser Effekt wurde an einer Reihe von LED-Typen aus der DDR-Produktion untersucht; die Ergebnisse waren zufriedenstellend. Im folgenden dazu einige Informationen:

1. Fotospannungen in einer Größenordnung, die zum Ansteuern von bipolaren Siliziumtransistoren ausreicht, wurden bei entsprechender Helligkeit bei allen verfügbaren Typen beobachtet (VQA 11, VQA 12, VQA 13, VQA 23, VQA 33 sowie Ziffern- und Symbolanzeigen); die äquivalenten Quellwiderstände lagen bei einigen 10 000 lx in der Größenordnung einiger 100 kΩ.
2. Innerhalb eines Bauelementetyps traten größere Unterschiede im Leerlauf-Spannungswert bei gleicher Beleuchtungsstärke auf. (Als Indikator wurde ein Digitalvoltmeter mit 10 MΩ Eingangswiderstand benutzt.) Gute Exemplare brachten z. B. 200 mV bei 3 000 lx und 1 200 mV bei 10 000 lx.
3. Die als brauchbar ermittelten Exemplare ließen sich sowohl mit Tageslicht als auch mit dem Licht von Glühlampen und Leuchtdioden aktivieren.
4. Die Weiterverarbeitung der verfügbaren Signalenergie setzt entsprechende Verstärkung voraus. Sofern nicht mit einem Differenzverstärker gearbeitet wird, hängt dabei der Einsatzpunkt von der Basis-Emitter-Schwellspannung des benutzten Transistors ab.

Leuchtdioden sind auf Grund dieser Ergebnisse für eine Reihe von Einsatzfällen interessante Alternativen zu Fotodioden und Fototransistoren und weisen jenen gegenüber u. U. auch ökonomische Vorteile auf. Solche Einsatzfälle sind:

- Lichtschranken
- lichtgesteuerte Schalter
- Optokoppler.

Besonders interessant ist der zuletzt genannte Fall. Zunächst bietet sich dabei eine der zahlreichen Möglichkeiten an, Steuerimpulse mit galvanischer Trennung und damit ausgezeichneter Störunterdrückung in Digitalschaltungen einzukoppeln. Diese Aufgabe wurde z. B. bei einem langsamen Ereigniszähler verwirklicht. Mit Glühlampen auf der Steuerseite brachte die Schaltung nach Bild 1 das gewünschte Ergebnis. Die potentialgetrennt auf der Zählerplatte angebrachte Kombination von Lampe (6 V/0,1 A) und LED-Bauelement steuert ausgangsseitig einen beliebigen Si-Verstärkertransistor an. Sein Kollektorstrom wird durch einen zweiten Transistor so weit verstärkt, daß dessen Kollektorspannung zwischen dunkel und hell einen TTL-pegelgerechten Hub ausführt. (Ein Signalstrom von etwa 1 μA ergab einen Kollektorspannungshub von 5 V auf 0,5 V bei dem eingesetzten Arbeitswiderstand.) Diese beliebig langsame Änderung setzt der aus zwei NAND-Gattern

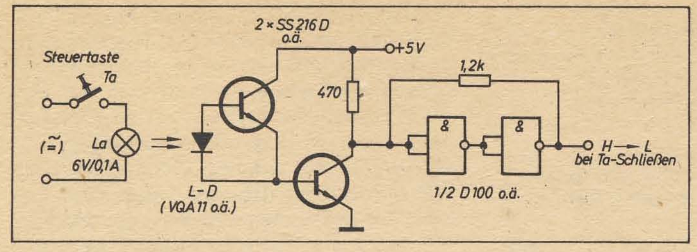


Bild 1: Langsamer Ereigniszähler mit Lampe-LED-Kombination

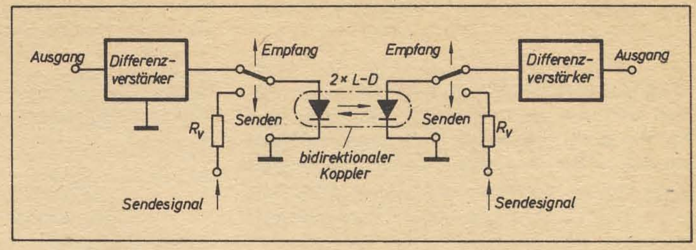


Bild 3: Zweiweg-Optokoppler mit zwei LED-Bauelementen und einer Signalaustauschschaltung

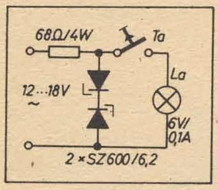


Bild 2: Stabilisierungsschaltung für die Steuerlampenspannung

gebildete Schmitt-Trigger bei Erreichen des Schwellwertes in üblicher Weise in einen Spannungssprung um, der den Zähler um einen Schritt weiterschaltet. Störsignale auf der Steuerleitung wirken sich infolge der galvanischen Trennung und der Lampenträgheit nur aus, wenn die Lampenhelligkeit dadurch den für die LED nötigen Mindestwert unterschreitet. Im konkreten Einsatzfall wurde daher die Steuerlampenspannung durch zwei Leistungs-Z-Dioden im Sinne von Bild 2 stabilisiert. Damit konnte ein Einsatzbereich von 160...242 V Netzspannung erreicht werden.

Die Tatsache, daß ein Optokoppler aus zwei Leuchtdioden aufgebaut werden kann, die praktisch in beiden Richtungen gleichberechtigt sind, führt zu einem Zweiweg-Optokoppler, einem z. B. in bidirektionalen Busverbindungen einsetzbaren Bauelement. Bild 3 zeigt ein solches Koppelelement mit einer möglichen einfachen Signalaustauschschaltung. Da die verfügbare Lichtenergie erheblich niedriger liegt als bei der energiereichen Glühlampenkopplung, kommt in diesem Fall nur eine Auswertung über Differenzverstärker in Frage, wobei im Falle analoger statt digitaler Weiterverarbeitung auch z. B. tonfrequente Zweiweg-Verbindungen denkbar sind.

Wärmestrahlung sichtbar gemacht

Dipl.-Ing. HEINZ BERGMANN

Aus der Sicht der internationalen Fachliteratur wird über Verfahren der Thermovision und des Infrarotfernsehens berichtet.

Die quantitative und qualitative Erfassung der Wärmestrahlung in Wissenschaft, Technik, Medizin und auf vielen anderen Gebieten hat in letzter Zeit an Bedeutung zugenommen, da es gelungen ist, geeignete Wärmestrahlungsdetektoren zu entwickeln und zusammen mit den notwendigen optischen, mechanischen und elektronischen Einrichtungen Geräte aufzubauen, die die Verteilung der Wärmestrahlung auf Körpern und Flächen auswertbar und sichtbar machen. Stimuliert wird dieser Trend durch die vielfältigen Möglichkeiten, die die moderne Halbleitertechnik insbesondere bei der Realisierung von Wärmestrahlungsdetektoren bereitstellt. Die Wärmestrahlung umfaßt den Infrarotbereich des elektromagnetischen Spektrums, also den Wellenlängenbereich von etwa 0,76 μm...1 mm.

Physikalische Grundlagen

Die Wärme- oder Temperaturstrahlung wird durch einige physikalische Gesetze beschrieben, die hier nur kurz erwähnt werden sollen. Jeder Körper sendet eine Wärmestrahlung aus, deren Intensität von der Temperatur dieses Körpers und von seiner Oberflächenbeschaffenheit abhängt. Bedingt durch die Vielzahl der Stoffeigenschaften der verschiedenen Körper ergibt sich eine Vielzahl von Strahlungseigenschaften. Zur besseren quantitativen Erfassung führte man den sog. schwarzen Körper ein, den es in Wirklichkeit nicht gibt und der durch eine vollständige Absorption der auf ihn auftreffenden Strahlung gekennzeichnet ist, d. h., seine Reflexion und seine Transmission sind Null.

Da nach dem Kirchhoffschen Strahlungsgesetz bei gegebener Temperatur und Wellenlänge Absorptionsgrad und Emissionsgrad eines Körpers gleich sind, emittiert der schwarze Körper die von ihm absorbierte Strahlung auch wieder, d. h., er ist auch der Körper mit dem größten Emissionsgrad. Die Strahlungseigenschaften des schwarzen Körpers in Abhängigkeit von der Temperatur und der Wellenlänge werden durch das Plancksche Strahlungsgesetz beschrieben, das den Zusammenhang zwischen Strahlungsdichte eines strahlenden Hohlraumes und der Temperatur im gesamten Temperatur- und Wellenlängenbereich wiedergibt. Auch hier erfolgt wie in anderen Spektralbereichen des elektromagnetischen Spektrums die Energieumsetzung in Form von ganzzahligen Vielfachen der Energiequanten ($E = h\nu$).

Aus dem Planckschen Strahlungsgesetz läßt sich das Wiensche Verschiebungsgesetz ableiten. Es besagt, daß sich das Maximum der Strahlungsdichte bei steigender Temperatur nach kürzeren Wellenlängen verschiebt, wobei das Produkt aus Wellenlänge und Temperatur konstant bleibt (Bild 1). Mit steigender Temperatur verschiebt sich das Maximum in Richtung des Bereichs der sichtbaren Strahlung, wobei selbst die Größe des Maximums ansteigt.

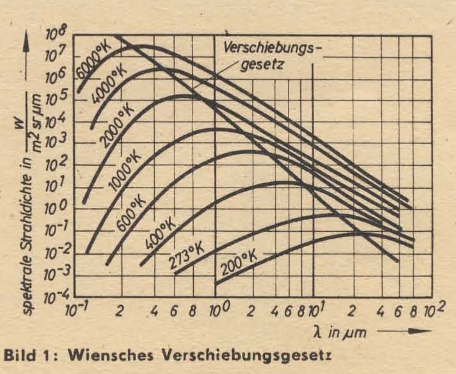


Bild 1: Wiensches Verschiebungsgesetz

Durch Integration über den ganzen Wellenlängenbereich erhält man aus dem Planckschen Strahlungsgesetz das Stefan-Boltzmann-Strahlungsgesetz für den schwarzen Körper. Es besagt, daß die Gesamtstrahlung des schwarzen Körpers der vierten Potenz der Absoluttemperatur proportional ist. Für einen nichtschwarzen Körper muß bei Anwendung dieses Gesetzes der Emissionsgrad des betreffenden Körpers berücksichtigt werden.

Darstellung der Wärmestrahlungsverteilung

Bei der Darstellung von Wärmestrahlungsverteilungen für praktische Anwendungen betrachtet man im allgemeinen Körper in der Nähe der Raumtemperatur oder einer Temperatur, bei der ein technischer Vorgang vor sich geht. Der in Frage kommende Wellenlängenbereich innerhalb des elektromagnetischen Spektrums ist der Infrarotbereich, der nach Empfehlungen der IUPAC (International Union of Pure and Applied Chemistry) die Wellenlängen von 0,78...300 μm umfaßt. Für praktische Anwendungen trifft man auch folgende Einteilungen:

langwelliges Infrarot	1 000 ...25	μm
mittleres Infrarot	25 ... 2,5	μm
nahes Infrarot	2,5... 0,77	μm

Bei Raumtemperatur und unter Berücksichtigung der atmosphärischen Absorption sind die Bereiche von 3...5 μm und 8...14 μm interessant, da hier ein Absorptionsminimum der Atmosphäre liegt. Diese beiden Berei-

che werden auch als Transmissionsfenster bezeichnet.

Zur bildlichen Darstellung einer von einem Objekt ausgehenden Wärmestrahlung eignet sich die Infrarot-Bildaufnahmetechnik, für die auch die Begriffe Thermovision oder direkte Thermografie bekanntgeworden sind. Ausschlaggebend für den Aufbau von Infrarot-Bildaufnahme- bzw. Thermovisionsanlagen ist ein geeigneter Wärmestrahlungsdetektor, der die von einem Objekt ausgehende Wärmestrahlung aufnimmt und sie in ein weiterverarbeitbares elektrisches Signal umwandelt. Bisher mußte man sich bei praktischen Anwendungen weitgehend auf das sog. nahe Infrarot beschränken, also auf Wellenlängen, die noch in der Nähe des sichtbaren Spektralbereiches (rotes Licht) liegen. Nur für diesen Bereich standen empfindliche und gleichzeitig auch ausreichend schnelle Wärmestrahlungsdetektoren zur Verfügung. Durch neue Erfolge in der Halbleitertechnik ist es gelungen, Wärmestrahlungsdetektoren zu entwickeln, die auch im langwelligeren Infrarotbereich (fernes Infrarot) eine ausreichend hohe Empfindlichkeit aufweisen. Dieser Spektralbereich liegt bei etwa 10 μm. Die für eine bestimmte Raumtemperatur zutreffende Wellenlänge läßt sich aus dem Wienschen Verschiebungsgesetz ableiten. So hat ein schwarzer Körper, der sich auf Raumtemperatur von 300 K befindet, sein Strahlungsmaximum bei 9,65 μm.

Wärmestrahlungsdetektoren lassen sich in thermische Detektoren und Quantendetektoren einteilen. Thermische Detektoren werden durch die auftreffende Wärmestrahlung erwärmt und setzen die Wärmestrahlung in ein entsprechendes elektrisches oder optisches Signal um. Zu den thermischen Wärmestrahlungsdetektoren gehören Thermowiderstände, Thermoelemente, pyroelektrische Kristalle und Flüssigkristalle. Ihr Vorteil ist ihre relativ große spektrale Bandbreite. Allerdings müssen dadurch oftmals Filter verwendet werden, um bestimmte Wellenlängen auszufiltern. Thermische Detektoren sind relativ träge, da sie zur Signalerzeugung eine Eigenerwärmung benötigen. Sie sind deshalb für eine Bilddarstellung mit hoher Auflösung nicht geeignet.

Quantendetektoren setzen die auf sie auftreffende Wärmestrahlung direkt in ein elektrisches Signal um. Diese Umwandlung erfolgt sehr schnell mit einer Zeitkonstanten von etwa 5...10 μs, so daß sie auch für eine schnelle Bildabtastung geeignet sind. Nachteilig ist hier eine definierte spektrale Empfindlichkeit, die durch die Bandstruktur des als Detektor verwendeten Festkörpers gegeben ist. Die elektrische Signalamplitude ist relativ klein, so daß zur Vermeidung eines Rauscheinflusses bei Zimmertemperatur eine Kühlung des Detektors erforderlich ist. Sehr häufig wird mit flüssigem Stickstoff (70 K) gekühlt. Ein häufig verwendeter Quantendetektor besteht aus Indiumantimonid mit einer Spektralbreite von 2 bis 5,5 μm. Weiterhin sind als Halbleitermaterialien Quecksilber-Kadmiumtellurid und Germanium mit Quecksilberzusatz (10 μm) geeignet. Tafel 1 gibt einen Überblick über die in verschiedenen Wellenlängenbereichen einsetzbaren Wärmestrahlungsdetektoren.

Zur bildlichen Darstellung einer Wärmestrahlungsverteilung muß auf ein Abtastverfahren zurückgegriffen werden, damit die

Tafel 1: Wärmedetektoren und Linsensysteme für verschiedene Wellenlängenbereiche

Wellenlängenbereich in μm	einsetzbare Wärmestrahlungsdetektoren	einsetzbare Linsensysteme
1,2...2,8	Germanium, Bleisulfid, Indiumarsenid	Quarzglas, MgO, Flintglas, Flußspat
3,3...5,5	InSb, PbTe, PbSe	Ge- und Si-Einkristalle SiO_2-arme Bleigläser Kalziumaluminatglas
über 8 (...16)	Telluride vom Kadmium mit Hg, Pb, Zn, Germanium, pyroelektrische Detektoren	kombinierte Systeme mit Ge

flächenhafte Wärmestrahlungsverteilung ähnlich wie beim Fernsehen in einer Zeilenstruktur abgetastet werden kann. Hierzu gibt es verschiedene Möglichkeiten:

Steht nur ein Festkörpereinzelelement als Wärmestrahlungsdetektor zur Verfügung (s. Tafel 2), so greift man auf eine mechanische Bildzerlegung zurück, die mit einem System aus Linsen, Hohlspiegeln und rotierenden Prismen arbeitet. Die vom Objekt kommende Wärmestrahlung trifft in der Bildaufnahmeeinheit zunächst auf eine Fläche des schnell rotierenden Polygonspiegels und wird anschließend von einem langsam kippenden Spiegel umgelenkt. Von hier aus wird die Strahlung auf einen konkaven Fokussierspiegel reflektiert, der sie bündelt und auf den Wärmestrahlungsdetektor führt. Durch die Bewegung der zur Abtastung dienenden Spiegel wird das Bild in der Detektorebene derart bewegt, daß der sich in Ruhe befindende punktförmige Wärmestrahlungsdetektor nacheinander die einzelnen Bildpunkte Zeile für Zeile abtastet. Aus den Spiegelbewegungen werden geeignete Synchronisationssignale abgeleitet, so daß auf der Wiedergabeseite entsprechende Monitore angeschlossen werden können. Die Güte des wiedergegebenen Bildes wird durch die geometrische Auflösung, d. h. die Anzahl der aufgelösten Bildpunkte je Flächeneinheit, durch die kleinste Temperaturdifferenz, die noch deutlich unterschieden werden kann (Temperaturauflösung), und durch die zeitliche Auflösung bestimmt. Das auf dem Monitor wiedergegebene Bild wird mit Thermogramm bezeichnet. Entspricht einer höheren Temperatur ein hellerer Bildpunkt auf dem Monitor, so spricht man von einem Grauton-Thermogramm. Es gestattet qualitative Aussagen über die Wärmestrahlungsverteilung. Für quantitative Aussagen setzt man verstellbare Isothermen-Einrichtungen ein, wobei durch elektronische Mittel Linien bzw. Bereiche gleicher Temperatur im Thermogramm hervorgehoben werden können. Moderne Geräte verwenden farbige Bildwiedergabeeinrichtungen und gestatten somit Farbthermogramme, wobei sich Isothermen farbig darstellen lassen.

Eine weitere Besonderheit von Infrarot-Bildaufnahmeeinrichtungen ist die Art der verwendeten Optik, deren Material für die betreffenden Wellenlängen im Infrarotbereich durchlässig sein muß. Häufig werden hier Germanium- und Silizium-Einkristalle verwendet. Eine Übersicht hierüber vermittelt auch Tafel 1.

Ein weiterer Schritt in Richtung einer Vereinfachung der relativ komplizierten optomechanischen Abtastung gestatten Wärmestrahlungsdetektorzeilen, die aus mehreren hintereinander angeordneten Festkörpereinzelelementen bestehen. Hier braucht die Bildabtastung nur eindimensional zu erfolgen, so daß sich wesentliche Vereinfachungen bezüglich des Abtastsystems ergeben. Die weitere Entwicklung sieht vor, geeignete Detektormosaike als Wärmestrahlungsdetektoren zu entwickeln, und von einer optomechanischen Abtastung zur elektronischen Abtastung überzugehen. Tafel 2 vermittelt einen Überblick über Wärmestrah-

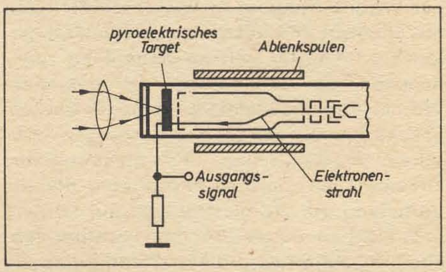


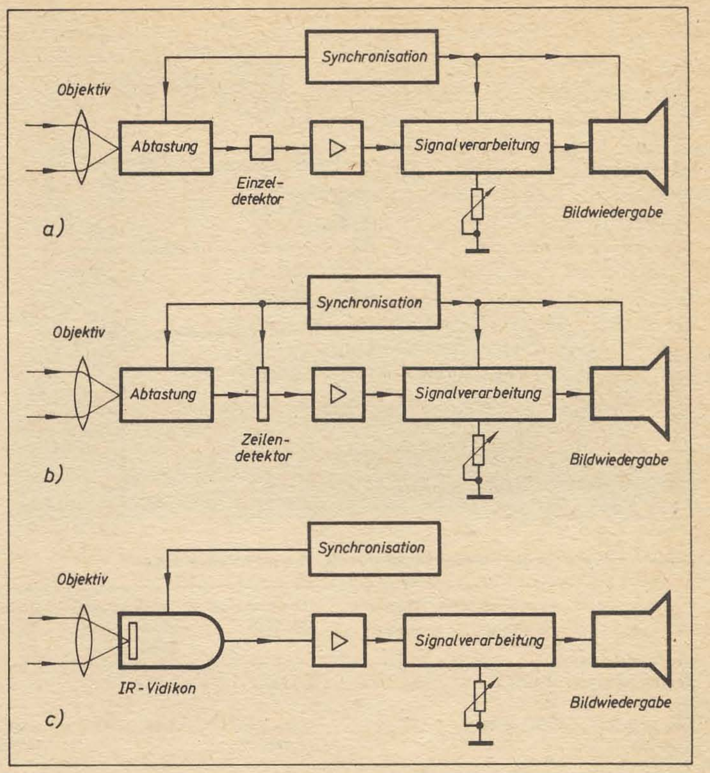
Bild 2: Prinzip des pyroelektrischen Vidikons (Pyricon-Röhre)

Tafel 2: Übersicht über Wärmestrahlungsdetektoren

Wärmestrahlungsdetektor		Material	Betriebsart	spektrale Empfindlichkeit in μm	Arbeitstemperatur in K	Abtastung
Infrarot-Vidikon		Target: Bleioxid-Sulfid	Fotoleitung	...2,7	77	elektronisch
		Target: Ge-pn-Übergänge	Fotospannung	...1,7	77	elektronisch
pyroelektrisches Vidikon		Target: Triglyzinsulfat	Pyroelektrizität	8...13	Raumtemperatur	elektronisch
		Triglyzinsulfid	Pyroelektrizität	8...14	Raumtemperatur	elektronisch
		Triglyzinflourberyllat	Pyroelektrizität	8...14	Raumtemperatur	elektronisch
Festkörperdetektoren	Einzeldetektoren	InSb	Fotoleitung	2...5,6	97	optomechanisch
		InSb	Fotospannung	3...5,6	77	optomechanisch
		InAs	Fotospannung	...3,2	77	optomechanisch
		Ge(Hg)	Fotoleitung	8...14	4	optomechanisch
		Ge(Au)	Fotoleitung	5...8,6	65, 77	optomechanisch
		Cd(Hg)Te	Fotoleitung	8...13	77	optomechanisch
		Ge(Cu)	Fotoleitung	8...23	4,2	optomechanisch
	Reihe	InSb	Fotospannung	2...5,6	77	(z. T.) optomechanisch
		HgCdTe		8...14	77	(z. T.) optomechanisch
		PbSnTe		8...14	77	(z. T.) optomechanisch

lungsdetektoren, ihren Aufbau und über das eingesetzte Material.
In einer anderen Entwicklungsrichtung wird versucht, die Infrarotempfindlichkeit von Vidikonröhren durch spezielle pyroelektrische Abtastflächen zu verbessern. Pyroelektrische Vidikons (Bild 2) nutzen den pyroelektrischen Effekt aus, wonach sich an bestimmten Kristallen bei plötzlicher Temperaturänderung auf sich gegenüberliegenden Kristallflächen elektrische Ladungen bilden. Der besondere Vorteil pyroelektrischer Infrarot-Bildaufnahmeeinrichtungen besteht darin, daß sie bei ihrem praktischen Einsatz keine Kühlung erfordern. Die Abtastung erfolgt elektronisch, wodurch die komplizierten elektromechanischen Abtastsysteme vermieden werden. Zur Bildaufnahme wird die eintreffende Wärmestrahlung mit Hilfe eines infrarotdurchlässigen Objektivs auf das pyroelektrische Target fokussiert. Das pyroelektrische Target absorbiert die Wärmeenergie und erzeugt eine elektrostatische Ladungsverteilung auf seiner Oberfläche. Diese Ladungsverteilung kann mit Hilfe eines Elektronenstrahles abgetastet und in ein elektrisches Signal überführt werden. Das pyroelektrische Target spricht entsprechend dem pyroelektrischen Effekt nur auf Temperaturänderungen an, so daß eine Wärmestrahlungsverteilung ohne zeitliche Änderung kein Wärmebild ergeben würde. Anfangs verwendete man hier ein leichtes Schwenken der Infrarot-Bildaufnahmeeinrichtung, neuerdings wird die eintreffende Wärmestrahlung in geeigneter Weise zerhackt. Dazu dient beispielsweise ein Synchronmotor mit einer Sektorenscheibe, die die eintreffende Wärmestrahlung je nach verwendeter Fernsehnorm in eine Frequenz von 25 Hz oder 30 Hz zerhackt. Über einen Halbbildspeicher erhält man ein Ausgangssignal mit geringem Flacker- und Rauscheinfluß. Die Grauskale besteht z. B. aus acht Stufen, wobei dem Wert Weiß wieder die höchste und dem Wert Schwarz wieder die niedrigste Temperatur zugeordnet ist. Auch hier kann das zunächst vorliegende Schwarzweißsignal in ein entsprechendes Farbsignal zur farbigen Darstellung der Thermogramme oder der Isothermen umgewandelt werden. Die Umwandlung erfolgt vorzugsweise digital.
Der Spektralbereich von pyroelektrischen Vidikons wird in erster Linie durch die Eigenschaften der vor dem Vidikon befindlichen Fenster und Filter bestimmt. Der nutzbare Wellenlängenbereich liegt etwa zwischen 2 μm und 20 μm und wird durch das mit Germanium bedampfte Frontfenster begrenzt. Für Sonderzwecke lassen sich auch andere Fenster einsetzen. Die Temperaturauflösung pyroelektrischer Vidikons liegt im Bereich von 0,2...0,5 K bei Bildhöhen von 300 bis 250 Zeilen.
Eine Thermovisions- bzw. Infrarotfernsehanlage besteht im wesentlichen aus der Infrarot-Bildaufnahmeeinrichtung mit optomechanischer bzw. elektronischer Abtastung, dem Bildsignalverstärker, der Bildsignalverarbeitung, geeigneten Synchronisationseinrichtungen und einer Bildwiedergabeeinrichtung. Bild 3 zeigt ihr Prinzip für Einzeldetektoren, Reihendetektoren und infrarotempfindliche Vidikons. Die Bildsignalverarbeitung gestattet es, über entsprechende Einstellorgane auf den Bildwiedergabeeinrichtungen unterschiedliche Thermogramme bzw. Isothermen darzustellen. Als Bildwiedergabeeinrichtungen kommen neben üblichen Bildröhren für eine Schwarzweiß- oder für eine Farbwiedergabe auch Leuchtdiodenanzeigen für einfachere Ansprüche in Betracht. Zur Aufzeichnung des Temperaturbildes können Videorecorder angeschlossen werden.

Bild 3: Prinzip einer Thermovisions- bzw. Infrarotfernsehanlage



Im Bild 4 sind verschiedene Möglichkeiten zur Darstellung von Thermogrammen zusammengestellt. Das normale Thermogramm zeigt die relative Temperaturänderung stufenlos von schwarz nach weiß durch ineinander übergehende graue Töne. Kältere Flächen erscheinen dunkel, wärmere hell. Die Grauwertskale am unteren Bildrand entspricht der Temperaturskale über einen Bereich von 5 °C (z. B. 28...33 °C). Die einfache Isotherme wurde auf 0,63 am unteren Bildrand festgelegt. Dieser Isotherme entspricht der helle Keil am unteren Bildrand. Die Isotherme kann über die Grauwertskale verschoben werden. Bei der doppelten Isotherme können zwei Isothermen gleichzeitig innerhalb des Wärmebildes überlagert werden. Das umgekehrte Thermogramm mit einfacher Isotherme ist dann von Vorteil, wenn kleine und kalte Objekte in warmer Umgebung beobachtet werden sollen. Hier erscheinen warme Flächen dunkler als kalte. Weiterhin läßt sich die einfache Isotherme mit unterdrückter Grauwertskale darstellen, so daß die Isotherme deutlich hervortritt. Diese Art der Bildwiedergabe kann auch analog auf Farbthermogramme übertragen werden. Sie enthalten z. B. acht verschiedene Farben, wobei jede Farbe einer bestimmten Temperatur entspricht.

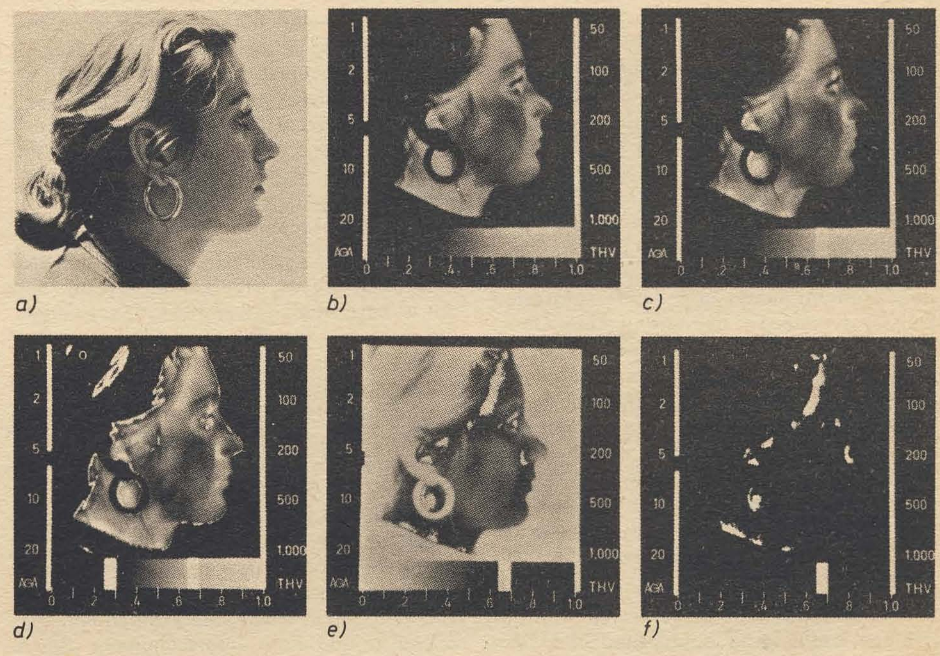


Bild 4: Beispiele für Thermogramme [6]. a) Fotografie; b) normales Thermogramm; c) einfache Isotherme; d) doppelte Isotherme; e) umgekehrtes Thermogramm mit Isotherme; f) unterdrückte Grauwertskale

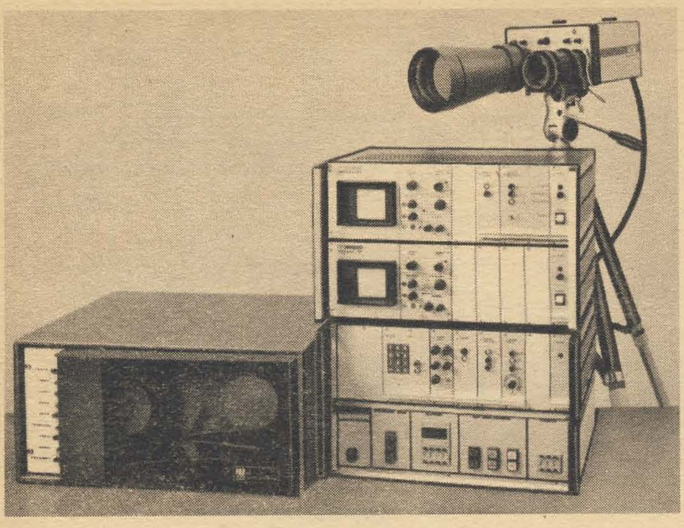


Bild 5: Thermovision 780 der Fa. AGA – Schweden, vorgestellt auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1979

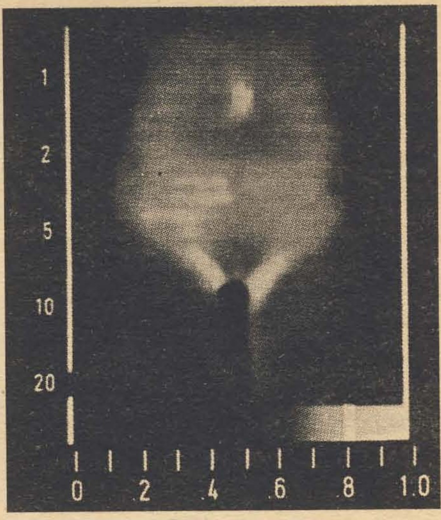


Bild 6: Thermogramm einer Blinddarmentzündung bei einem Kinde [6]

Tafel 3: Übersicht über einige Infrarot- bzw. Thermovisionsanlagen

	Fernbeobachteranlage FBAT 1	Pyriconanlage	Thermovision 680 AGA	Thermovision 680 Medical AGA	Thermovision 750 AGA	Thermovision 780 AGA
Wellenlängenbereich in μm	0,4...1,4	8...14	2...5,6	2...5,6	2...5,6	3...5,6 8...14
Temperaturbereich in °C	300...2 000		−30...850 (2 000)	+15...+45	−20...900 (2 000)	−20...900 (2 000)
Bildfrequenz in Hz	25	25 30	16		25	25
Detektor	Spezialvidikon	pyroelektrisches Vidikon	InSb	InSb	InSb	InSb HgCdTe
Ablenkung	elektronisch	elektronisch	optomechanisch	optomechanisch	optomechanisch	optomechanisch
Temperaturauflösung in K		0,3	0,2	0,1	0,2	0,1

Einsatzmöglichkeiten

Die Einsatzmöglichkeiten der Thermografie bzw. des Infrarotfernsehens als Verfahren zur Aufnahme von Wärmebildern sind recht vielfältig. Man unterscheidet dabei aktive und passive Verfahren. Die aktiven Verfahren werden vorwiegend in Wissenschaft und Industrie angewendet und arbeiten mit einer Beleuchtung der zu untersuchenden Objekte mit einer Infrarot-Strahlungsquelle. Passive Verfahren bilden die vorwiegend praktisch eingesetzten Anwendungsfälle, wobei nur die von den Objekten ausgehende Wärmestrahlung ausgenutzt wird. Die Wärmestrahlung geht auf Temperaturen zurück, die unter- oder oberhalb der Raumtemperatur bzw. im Bereich der Raumtemperatur liegen. Der bevorzugte Wellenlängenbereich umfaßt die Wellenlängen 8 bis 14 μm.

Die Wärmestrahlung der betrachteten Objekte ist abhängig von der Temperatur, auf der sich die Objekte befinden, von der Temperatur der unmittelbaren Umgebung bzw. des Hintergrundes und vom spektralen Emissionsvermögen der strahlenden Oberflächen. Weiterhin ist die spektrale Empfindlichkeit des verwendeten Strahlungsempfängers von Bedeutung. Störende Reflexionen von das Objekt umgebenden Medien auf das Meßobjekt bzw. auf die Meßstelle und auf das optische System der Infrarotanlage müssen vermieden werden.

Die Vorteile der Thermovision bzw. des Infrarotfernsehens lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- bildhafte Darstellung einer Wärmestrahlungsverteilung in unterschiedlichen Varianten
- kontaktfreie Messung ohne Wechselwirkung zwischen Meßobjekt und Bildaufnahmeeinrichtung
- rationelle Verfahrensgestaltung und -durchführung für Einzeluntersuchungen und zur Dauerüberwachung.

Entsprechend den unterschiedlichen Anwendungsfällen und ihren spezifischen Anforderungen sind verschiedene Realisierungsmöglichkeiten für Thermovisions- bzw. Infrarotfernsehanlagen möglich, die in ihrem Prinzip bereits im Bild 3 dargestellt sind (s. auch Tafel 3). Die höchste Aufbaustufe stellt zur Zeit eine infrarotempfindliche Bildaufnahmeeinrichtung in Form eines Infrarot-Vidikons bzw. eines pyroelektrischen Vidikons oder eines Einzeldetektors (Bild 5) dar. Die weitere Entwicklungstendenz verläuft in Richtung flächenhafter Festkörperdetektoren, die nach ähnlichen Prinzipien arbeiten wie Festkörper-Bildaufnahmeeinrichtungen für den sichtbaren Bereich des elektromagnetischen Spektrums.

Das wohl interessanteste Einsatzgebiet des Infrarotfernsehens ist die Medizin, bei der die Wärmestrahlungsverteilung unterschiedlicher Körperteile aufgenommen wird. Die dabei untersuchte Temperaturverteilung ist abhängig von der Durchblutung unter der betrachteten Hautoberflächenstelle und von der Temperatur dieser Stelle selbst. Von Vorteil ist hier die Tatsache, daß trockene Haut nahezu gleiche Eigenschaften wie ein schwarzer Körper aufweist. Anwendungsbeispiele aus der Medizin sind u. a. Untersuchung des Blutkreislaufes und von Thrombosen, lokale Arterien- und Venenuntersuchungen, Einfluß von Medikamenten, Geschwulst- und Krebsuntersuchungen. Bild 6 zeigt als Beispiel das Thermogramm einer Blinddarmentzündung bei einem Kinde. Der Entzündungsprozeß verursacht hier eine einseitige Temperaturerhöhung in der Blinddarmgegend von 1...2 K.

Vielseitige Möglichkeiten bietet das Infrarotfernsehen in der modernen Elektronik einschließlich der Halbleitertechnik und der integrierten Schaltkreistechnik. Hier gilt es, Temperaturverteilungen auf Kristallen allgemein sowie auf IS-Chips, Halbleiterbauelementen und integrierten Schaltungen sowie an mechanischen Bauelementen zu untersuchen. Die Untersuchungen an Bauelementen, Baugruppen (Leiterplatten) und Geräten können im Betriebszustand erfolgen, so daß sich während des normalen Betriebes auftretende Heißstellen eindeutig lokalisieren lassen. In integrierten Schaltkreisen (z. B. bei Differentialverstärkern) kommt es oftmals vor, daß sich bestimmte Bauelemente auf gleichen Temperaturen befinden sollen. Hier kann auch die Darstellung einer Temperaturverteilung Aufschluß geben.

Infrarotfernsehanlagen lassen sich auch bei der Fertigung unterschiedlicher Materialien und Produkte einsetzen. Sie dienen hier z. B. zum Feststellen der Temperaturverteilung beim Zerspanen, zur Qualitätskontrolle bei der Plastherstellung (Untersuchung auf Blasen und Risse, Feststellen der Oberflächengüte) und zur Darstellung von Temperaturverteilungen während des Einsatzes von Produkten. Hierzu zählt auch die Untersuchung an sich bewegenden Objekten.

Einsatzmöglichkeiten ergeben sich auch im Bauwesen und in Bergwerken. Dichteänderungen und Mikrorisse an Mauern und anderen Strukturen verursachen unterschiedliche Oberflächentemperaturen, die sich auf diese Weise erfassen lassen. Weiterhin lassen sich Kältebrücken an Mauerwerk, Türen und Fenstern feststellen.

Schlechte Verbindungen, fehlerhafte Isolationen und Wärmepole sind mit Hilfe des Infrarotfernsehens an Hochspannungsleitungen sowie an Gas- und Ölleitungen lokalisierbar. Weiterhin läßt sich das Infrarotfernsehen vorteilhaft bei Waldbränden einsetzen, wenn es gilt, die durch Rauch verdeckten Brandherde zu lokalisieren.

In jüngster Zeit konnte der Anwendungsbereich des Infrarotfernsehens auch auf die Archäologie und die Kriminalistik erweitert werden. So konnten durch entsprechende Infrarot-Luftbildaufnahmen eine Anzahl bisher unbekannter, vorgeschichtlicher Siedlungen in verschiedenen Gebieten der Erde aufgefunden werden. Hier schließt sich das

Fachbücher

H. Mennenga

Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern

Reihe Informationselektronik
VEB Verlag Technik Berlin 1979
156 Seiten, 96 Bilder, 5 Tafeln
Broschur 12,00 Mark
Bestellnummer 552 727 9

Operationsverstärker mit Elektronenröhren wurden auf Grund ihres großen Volumens und hohen Preises vorrangig als Rechenverstärker in Analogrechnern eingesetzt. Seit der Operationsverstärker als integrierter Schaltkreis mit geringen Kosten, in verschiedenen Varianten und mit entsprechend günstigen Parametern vorliegt, hat er in der Schaltungstechnik eine ähnliche Revolution wie die Einführung des Transistors hervorgerufen.
Da sich die primären Eigenschaften einer Schaltung mit Operationsverstärker durch die äußeren Bauelemente bestimmen lassen, hat der Operationsverstärker als universell einsetzbar in vielen Bereichen der Technik eine große Bedeutung erlangt. Sein Einsatzbereich reicht von den Meßwerterfassungseinrichtungen in der MSR-Technik über die Leistungselektronik bis zu speziellen Anwendungen in der Gaschromatographie, Raumfahrt, Elektromedizin u. a. m.
Der richtige Einsatz von Operationsverstärkern gestattet einfache, genaue und ökonomische Lösungen. Dazu sind jedoch unbedingt Grundlagenkenntnisse und spezielle Kenntnisse, insbesondere über die Anwendung des Bauelementes „Operationsverstärker", notwendig. Diesen Tatsachen trägt die vorliegende Publikation Rechnung.
Im ersten Kapitel werden die Grundeigenschaften des Operationsverstärkers mit den notwendigen einfachen mathematischen Zusammenhängen erläutert. Obwohl für den Anwender primär das „Black-box"-Verhalten des Operationsverstärkers von Interesse ist, wird anhand eines Beispiels (A 109) der prinzipielle innere Aufbau erläutert. Das erleichtert das Verständnis des folgenden Stoffes und erlaubt die Analyse anderer Schaltungen und deren maximale Ausnutzung. Eine kleine Tafel gibt Einblick in die technischen Daten einiger typischer Operationsverstärker.

Das zweite Kapitel behandelt hauptsächlich das vorherrschende Schaltungsprinzip bei der Anwendung von Operationsverstärkern – die Gegenkopplung. Aus der dabei gewählten allgemeinen Darstellung der Gegenkopplung lassen sich alle Spezialfälle ohne Schwierigkeiten ableiten. Dazu gehören auch Rückkopplung und Mitkopplung durch komplexe und nichtlineare Elemente.

Besonders wertvoll für den Lernenden ist das Kapitel 3., das sich mit dem dynamischen Verhalten von gegengekoppelten Operationsverstärkern beschäftigt. Die rezeptartige Aufbereitung der Frequenzgangkorrektur und die damit im Zusammenhang stehenden Fragen der Optimierung bezüglich des Rauschens, des Einschwingverhaltens u. ä. sind eine große praktische Hilfe, da erfahrungsgemäß die Einarbeitung in diese Problematik größte Schwierigkeiten bereitet.

Gleichermaßen wichtig sind die im Kapitel 4. behandelten Störgrößen beim Operationsverstärker, ihr Einfluß auf die Schaltung und Maßnahmen zur Reduzierung, da hiervon die Qualität der Gesamtschaltung wesentlich beeinflußt wird. Besondere Beachtung findet dabei das Rauschen, da es bei hochempfindlichen Schaltungen entscheidende Grenzen setzt.

Das Kapitel 5. ergänzt die Thematik durch Hinweise zum Schaltungsentwurf und Schutzschaltungen für Operationsverstärker. Jedes Kapitel schließt mit einem Aufgaben- und Fragekomplex, der zur Selbstkontrolle und zum tieferen Verständnis des Stoffes beiträgt. Die Lösungen stehen am Schluß des Buches.

Der mathematische Aufwand wird auf das praktisch Notwendige beschränkt. Vorausgesetzt werden Kenntnisse der komplexen Rechnung bezüglich elektrotechnischer Probleme sowie Grundkenntnisse der Differential- und Integralrechnung.
Die Veröffentlichung ist für alle, die sich in das Fachgebiet einarbeiten wollen, besonders durch die Vermittlung praktischer Erfahrungen, ein wertvolles Hilfsmittel. Für Spezialisten sind vor allem methodische Hinweise zu finden.
Entsprechend der derzeitigen und zukünftigen Bedeutung der dargestellten Problematik schließt dieses Buch sicher eine Lücke in unserem Angebot auf diesem Gebiet und kann daher allen interessierten Lesern bestens empfohlen werden.

U. Ilmer

F. H. Lange

Methoden der Meßstochastik

Akademie-Verlag Berlin 1978
198 Seiten, 58 Bilder, 8 Tafeln
Broschur 26,00 Mark

Diese 1978 im Akademie-Verlag Berlin erschienene Monografie ist dem Problem der Prozeßmeßtechnik, aus Meßinformationen Kenngrößen über geeignete Gütekriterien (zusammengefaßt durch den Begriff Meßtheorie) abzuleiten, gewidmet. Die Meßtheorie gliedert der Autor in drei Teilgebiete: Meßstatik, Meßdynamik und Meßstochastik. Im Gegensatz zu den beiden erstgenannten Teilgebieten berücksichtigt die Meßstochastik dem Nutzsignal überlagerte Störsignale, so daß die interessierenden Informationsparameter bzw. -prozesse nicht direkt meßbar sind. Das Nutzsignal kann hierbei selbst stochastisch sein. Ziel dieser Monographie ist es, unter weitestgehendem Verzicht auf eine strenge mathematische Darlegung die wichtigsten, elementaren Methoden der Meßstochastik sowohl für kontinuierliche als auch diskrete (digitale) Meßsysteme einem breiten, auch mathematisch weniger ausgebildeten Leserkreis zugänglich zu machen und die noch klaffende Lücke zwischen der schon weit ausgearbeiteten Theorie der stochastischen Prozesse und der Meßtechnik, die diese Theorie in die Praxis umzusetzen hat, weiter schließen zu helfen. Mit diesen Zielstellungen konnten die modernsten Methoden der optimalen Schätzungstheorie (z. B. die optimale Zustandsschätzung) nicht mit behandelt werden.
Im ersten Kapitel „Informationsbewertung durch Meßsysteme" werden die Aufgaben der Meßtheorie allgemein formuliert, der Informations- und Systemaspekt in der Meßtheorie erläutert und das Verbundsystem (als übergeordneter Begriff für alle Formen von Verknüpfungen zweier oder mehrerer Signale bzw. Prozesse) in Erweiterung der linearen Systemtheorie eingeführt. Hier findet der Leser die wesentlichen Ergebnisse der klassischen Informationstheorie von Shannon, ihre Grenzen und zwei Ansätze ihrer Erweiterung für die Ziele der Meßstochastik und die wesentlichen Grundlagen der mathematischen Statistik und der Booleschen Algebra (für digitale Systeme), soweit sie für das Verständnis der Darlegungen erforderlich sind. Die wichtigsten Optimierungskriterien beziehen sich in der Meßstochastik auf die Informationsreduktion und die Störfestigkeit.

Fortsetzung von Seite 56

weite Gebiet der Erderkundung an, das in jüngster Zeit große Erfolge verbuchen konnte. Mit Infraroteinrichtungen ausgestattete Wettersatelliten liefern wertvolle Informationen über die Großwetterlage, über Bewölkungsstrukturen und ihre Temperaturverteilungen und auch Aufnahmen über die Nachtseite unseres Planeten. Zu den Aufgaben der Multispektralkamera vom VEB Carl Zeiss JENA gehörte es u. a. auch, Aufnahmen in zwei Gebieten des nahen Infrarots zu machen. Bei der Erderkundung spielen jedoch nicht nur die reine Temperaturmessung eine Rolle, sondern auch neue Aufgaben, zu denen z. B. die Verfolgung von Eisbergen bei ihrer Drift von den Erdpolen gehört.
Die Anwendungsmöglichkeiten für die Thermografie bzw. das Infrarotfernsehen sind sehr umfangreich und heute zum Teil erst in ihrer Konzeption vorhanden. Ihr verstärkter Einsatz ist in Zukunft zu erwarten.

Literatur

[1] Bergmann, H.: Thermovision. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 9, S. 312 und 313

[2] Infrared-imaging TV camera operates at room temperature; price is low. Electronics 50 (1977) H. 8, S. 6E, 9E

[3] Berth, M.; Brissot, J.-J.: Lichtempfindliche Schichten (targets) für Fernsehaufnahmeröhren für den infraroten Spektralbereich. Philips Techn. Rdsch. 30 (1969/70) H. 8/9/10, S. 279–287

[4] Hily, C.: Linsensysteme für die Abbildung in Infrarot. Philips Techn. Rdsch. 30 (1969/70) H. 8/9/10, S. 300 und 301

[5] Shephard, A. G.: Today's infrared-reading vidicon map clearer pictures. Electronics 50 (1977) H. 24, S. 99–105

[6] AGA Thermovision, Firmenschriften

[7] Malitzki, H.; Radtke, U.: Infrarotthermographische Meßeinrichtungen: Strahlungspyrometrie – Infrarotfernsehen – Thermovision. Bild und Ton 31 (1978) H. 2, S. 45–51

[8] Hily, C., u. a.: Direkte Makro- und Mikrothermographie. Philips Techn. Rdsch. 37 (1977/1978) H. 9/10, S. 262 und 270

BESTELLSCHEIN

VT

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Zeichnungen und Darstellungen in der Elektrotechnik

S. Hildebrand; C. Markert

8., unveränderte Auflage, 400 Seiten, zahlreiche Bilder
Pappband 18,00 Mark
Bestellnummer 552 460 9 ______

Theorie der Wechselstromschaltungen

Lehrbuch
HOCHSCHULLITERATUR

K. Lunze

3., unveränderte Auflage, 288 Seiten, 1 Beilage, zahlreiche Bilder
Kunstleder 18,00 Mark
Bestellnummer 552 088 6 ______

Stahlbau

Band I, Berechnung und Bemessung der Elemente von Stahlkonstruktionen

F. Kurth

10., stark bearbeitete Auflage, 264 Seiten, 227 Bilder, 89 Tafeln
Kunstleder 9,80 Mark
Bestellnummer 552 575 9 ______

Tagebaugroßgerät und Universalbagger

Reihe Fördertechnik

F. Kurth

2., stark bearbeitete Auflage, 296 Seiten, 394 Bilder, 44 Tafeln
Kunstleder 40,00 Mark
Bestellnummer 552 690 3 ______

Getriebetechnik

Koppelgetriebe

J. Volmer

1. Auflage, 428 Seiten, 348 Bilder, 48 Tafeln
Kunstleder 28,00 Mark
Bestellnummer 552 587 1 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

______

______

______

______

______
Name, Vorname

______
Postleitzahl, Wohnort

______
Straße, Hausnummer

______
Datum, Unterschrift

Dem ersten Problemkreis widmet sich das zweite Kapitel „Methoden der Informationsverarbeitung stochastischer Prozesse". Hier werden die wichtigsten Modulationsverfahren (AM, PM, FM, PBM, PCM) und Diskretisierungsverfahren nach kurzer Erläuterung der Abtasttheoreme für zeit- bzw. frequenzbegrenzte Signale beschrieben und diskutiert. Als wichtigste Methoden der Informationsreduktion werden Methoden der Kenngrößenbildung (Fourier-, Walsh-, Haar-, Korrelations-, Cepstrum-, Mehrfachverbundanalyse, Laguerra-Funktionenzerlegung) und die Prozeßwandlung (z. B. Amplitudenbegrenzung mit und ohne Informationsreduktion) behandelt.
Das dritte und letzte Kapitel behandelt die wichtigsten „Methoden zur Erhöhung der Störfestigkeit". Nach einer einleitenden Diskussion der Möglichkeiten zur Erhöhung der Störfestigkeit werden für analoge Meßsysteme die Frequenzmodulation und Korrelationsverfahren untersucht und für digitale Meßsysteme die Methoden des angepaßten Filters und der redundanten Kodierung diskutiert.
Allerdings finden sich, hauptsächlich im letzten Kapitel, vereinzelt Definitionen, die sich nicht ganz mit in der internationalen Literatur gebräuchlichen decken (das betrifft z. B. den weißen Prozeß und den Begriff der Erwartungstreue). Dennoch ist diese Monographie infolge der sonst durchgängig klaren Darlegungsweise sowohl für Studierende höherer Semester technischer Fakultäten, für den Meßingenieur als auch für Interessenten anderer Fachdisziplinen sehr wohl geeignet, einen Überblick über die Ziele, Probleme und die für die Praxis wichtigsten Methoden der Meßstochastik und ihrer Anwendungsgebiete in technischen und nichttechnischen Disziplinen zu gewinnen.
Über weitere moderne und mathematisch anspruchsvollere Methoden, die für die Meßstochastik Bedeutung haben, verweist der Autor auf einige Literaturstellen.

N. Ahlbehrendt

W. Schmidt

Entwicklungstendenzen der Elektronik – Auswahlbibliographie

Reihe Bibliographische Mitteilungen der Universitätsbibliothek Jena Nr. 27

Herausgegeben von der Universitätsbibliothek der Friedrich-Schiller-Universität Jena, Abteilung Wissenschaftliche Information, 1978

Die stürmische Entwicklung der Elektronik und ihr rasches Vordringen in nahezu alle Bereiche des gesellschaftlichen Lebens erfordern eine verbesserte Unterstützung der Ingenieure, Techniker und besonders des fachlichen Nachwuchses bei der Erschließung der Fachliteratur.
Die vorliegende Auswahlbibliographie enthält über 1 000 Literaturnachweise zu Problemen der modernen Elektronik. Das Spektrum reicht von den Bauelementen über Schaltungstechnik, Rechentechnik, Akusto-Elektronik, Optoelektronik, Kryoelektronik bis hin zur Nutzung der Sonnenenergie. In die Bibliographie wurden in- und ausländische Bücher und Aufsätze fast ausschließlich der Zeit nach 1970 aufgenommen. Nicht ausgewertet wurden Dissertationen und Firmendruckschriften.
Die Bibliographie ist innerhalb der Untergliederung nach mehr als 20 Schwerpunkten alphabetisch nach Verfassernamen geordnet. Ein alphabetisches Namensregister vervollständigt die Bibliographie.
Alle, die sich einen raschen Überblick über eine Problemstellung verschaffen wollen, benötigen nicht so sehr eine vollständige, sondern vielmehr eine handliche und übersichtliche Bibliographie. In diesem Sinne stellt die vorliegende Auswahlbibliographie ein geeignetes Arbeitsmittel für Lehrer, Techniker, Ingenieure und alle in der Aus- und Weiterbildung Stehenden dar. Für diesen Nutzerkreis hilft sie die Arbeit mit der Fachliteratur zu rationalisieren.

W. Friedrich

Diese Publikation kann bei der Abt. Wissenschaftliche Information der Universitätsbibliothek Jena, 69 Jena, Goetheallee 6, zum Preis von 10,00 Mark bezogen werden.

Autorenkollektiv

Analoge und digitale integrierte Schaltkreise

(Analogovye i cifrovye integral'nye schemy)
In russischer Sprache
Verlag Sowjetskoje Radio, Moskau 1979
336 Seiten, 186 Bilder, 73 Tafeln
Kunstledereinband 7,50 Mark

Ein Buch über ein Fachgebiet zu verfassen, das in stürmischer Entwicklung begriffen ist, ist immer ein Wagnis. Schon beim Erscheinen ist es im Grunde genommen veraltet. Andererseits besteht aber gerade für solche Gebiete das Bedürfnis viele Kennwerte ohne langes Suchen in einer zusammenfassenden Darstellung nachschlagen zu können. Als Redaktionsschluß für die berücksichtigten Schaltkreisfamilien wird das Jahr 1978 angegeben.
Das vorliegende Buch ist ein weiterer Band der an dieser Stelle [rfe 27 (1978) H. 7, S. 470] angekündigten Reihe „Entwurf elektronischer Geräte mit integrierten Schaltkreisen". Die Autoren haben sich das Ziel gestellt, eine handliche Zusammenstellung über analoge und digitale integrierte Schaltkreise sowjetischer Produktion zu schaffen, die Entwicklungsingenieuren, Entwerfern und auch Studenten die Auswahl geeigneter Schaltkreise, das Entwerfen elektronischer Baugruppen und die Parameterüberprüfung erleichtern soll. Deshalb gehören zum Schaltkreisumfang bei den digitalen IS auch die ECL- und CMOS-Schaltkreise und bei den analogen IS neben den Standardlösungen (Operationsverstärker, Komparator) auch spezielle Ausführungen. Der Vollständigkeit halber sei noch bemerkt, daß sowohl Taschenrechnerschaltkreise als auch Mikroprozessorsysteme, beispielsweise die Serie K 589, relativ umfangreich behandelt werden.
Die Schaltkreise werden anwenderfreundlich nach Familien und Serien geordnet vorgestellt. Die vielen tabellarischen Übersichten mit den wichtigsten elektrischen und funktionellen Kennwerten erlauben eine rasche Orientierung und Vorauswahl. In vielen Fällen wird in den Tafelübersichten zu dem Schaltkreistyp sowjetischer Produktion auch der äquivalente internationale Typ angegeben. Bevorzugte Anwendungsgebiete bestimmter Schaltkreise werden durch entsprechende Applikationsbeispiele demonstriert.

G. Turinsky

Monostabile Kippschaltung mit IS D 160 C

Viele Spezialschaltungen lassen sich durch die Kombination eines TTL-Gatters mit einigen diskreten Bauelementen realisieren. Die Schaltung nach Bild 1 hat die Aufgabe, einen positiven Eingangsimpuls um einen bestimmten Betrag zu verlängern. Eingangsseitig wurde der Expanderschaltkreis D 160 C eingesetzt. Um am Ausgang einen bestimmten Lastfaktor ohne wesentliche Belastung des Zeitkreises realisieren zu können, wurde dem Expanderschaltkreis ein diskreter Schalttransistor mit einer Stromverstärkung der Gruppe C nachgeschaltet. Der Schalttransistor wird in Emitterschaltung betrieben, wodurch die gesamte monostabile Kippschaltung invertierend wirkt.

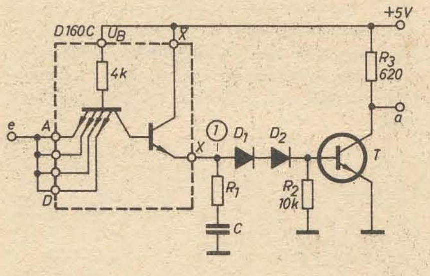


Bild 1: Stromlaufplan der monostabilen Kippschaltung

Durch einen positiven Eingangsimpuls wird dem Schalttransistor vom Emitter des D 160 C der zum Schalten benötigte Basisstrom zugeführt. Der Ausgang a schaltet sofort auf L-Potential. Während der Dauer des positiven Eingangsimpulses wird gleichzeitig der Kondensator C über den Widerstand R_1 aufgeladen. Die Impulsdauer sollte deshalb um ein Vielfaches größer sein als die Aufladezeitkonstante $\tau_a \approx CR_1$. Um den Expanderschaltkreis nicht zu überlasten, muß aber andererseits sichergestellt werden, daß der Emitterstrom an der Klemme X den vorgesehenen Normalwert von 1,9 mA nicht überschreitet. Die maximale Spannung am Kondensator wird durch die Diodenflußspannungen von D_1, D_2 und die Basis-Emitterspannung von T bestimmt. Mit typischen Werten gerechnet, liegt sie bei ungefähr 2,1 V. Dieser Zustand ist so lange stabil, bis der positive Eingangsimpuls weggenommen wird. Ab diesem Zeitpunkt setzt die instabile Phase der Kippschaltung ein. Bild 2 zeigt dazu das prinzipielle Schaltverhalten. Obwohl vom Emitter des D 160 C jetzt kein Strom mehr geliefert wird, bleibt der alte Schaltzustand so lange erhalten, bis die Spannung am Kondensator so weit abgefallen

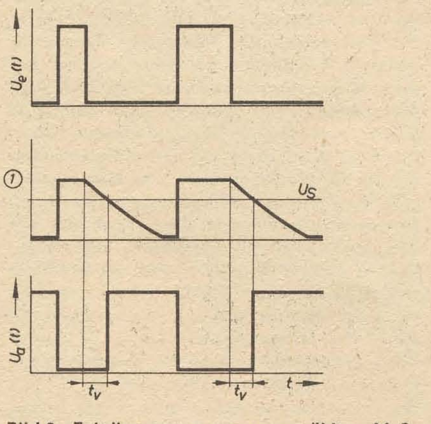


Bild 2: Zeitdiagramme von ausgewählten Meßpunkten

ist, daß die Ansteuerbedingung für den Schalttransistor nicht mehr erfüllt ist. Der Ausgang schaltet auf H-Potential um. Die Entladung des Kondensators wird von der Zeitkonstanten $\tau_e \approx (R_1 + R_e)C$ bestimmt. R_e ist der Eingangswiderstand der Schaltstufe mit dem Transistor T. Da die Entladezeit die Impulsverlängerung am Ausgang bestimmt, ist R_e möglichst groß zu wählen. Eine wesentliche Voraussetzung dafür ist eine hohe Gleichstromverstärkung des Schalttransistors.

Bei konstanter Impulsbreite am Eingang sind der Freizügigkeit der Wahl der Auflade- und Entladezeitkonstante Grenzen gesetzt, da R_1 und C in beide Zeitkonstanten eingehen. Für den Kondensator sind hochwertige Ausführungen MKL, MKC einzusetzen. Das Vorzugseinsatzgebiet dieser monostabilen Kippschaltung sind Verzögerungszeiten t_v im Nanosekunden- und Mikrosekundenbereich.

G. Turinsky

Impulsgenerator mit sehr niedriger Folgefrequenz

Extrem niederfrequente Impulsgeneratoren werden vor allem bei zeitgesteuerten, periodischen Prozeßabläufen benötigt. Aber auch in der sogenannten Haushaltelektronik gibt es viele Anwendungsfälle. Schaltungstechnisch weist diese Generatorart einige Besonderheiten auf, die auch in anderen Zusammenhängen genutzt werden können. Auf einige Merkmale soll deshalb an einem Schaltungsbeispiel aus Pribory i technika ėksperimenta (1978) H. 1, S. 84 und 85, eingegangen werden.

Der niederfrequente Impulsgenerator nach Bild 1 besteht aus einem zeitbestimmenden Ladekreis R_3, C_1, einem Schwellwertschalter, einer Impulsformerschaltung und einer diodenentkoppelten Rückführung vom Ausgang auf den Zeitkreis. Für dieses Grundprinzip werden folgende Kennwerte angegeben:

Impulsbreite t_p = 0,01...10 s
Periodendauer T = 0,01...10^4 s

Der Schwellwertschalter ist als Differenzverstärkerkaskade aufgebaut, bei der die entscheidende Eingangsschaltung mit FET (T_1, T_2) ausgebildet ist, der eine weitere Kippschaltung mit Bipolartransistoren (T_3 bis T_5) aufgestockt ist. Der Grundbaustein des Impulsformers ist ein Operationsverstärker, der infolge der Referenzspannung U_{ref} am invertierenden Eingang als Komparator geschaltet ist. Der nichtinvertierende Eingang ist mit dem Differenzierglied R_5, C_3 verbunden.

Die Erläuterung der Funktionsweise soll mit Hilfe der Zeitdiagramme im Bild 2 vorgenommen werden. Geht man von dem Zeitpunkt des Beginns der Entladung des Kondensators C_1 durch den Widerstand R_3 aus, dann ist im Zeitdiagramm zu erkennen, daß beim Erreichen der Schaltschwelle U_s der Schwellwertschalter an seinem Ausgang einen negativen Spannungssprung ΔU_A abgibt, der durch R_4, C_2 differenziert an der Basis von T_6 und negiert als positiver Spannungssprung am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers erscheint. Der Transistor T_6 ist nur für eine relativ kurze Zeit geöffnet. Die Schaltschwelle des Schwellwertschalters ist über das Widerstandsverhältnis R_1, R_2 den Erfordernissen anpaßbar. Infolge dieses positiven Spannungssprungs am nichtinvertierenden Eingang schaltet der Operationsverstärker nach Erreichen des Betrages der Referenzspannung U_{ref} am Ausgang vom negativen in den positiven Schaltzustand um.

Die Impulsdauer t_p wird durch die Aufladezeitkonstante R_5C_3 bestimmt. Unterschreitet die Spannung an C_3 den Betrag der Referenzspan-

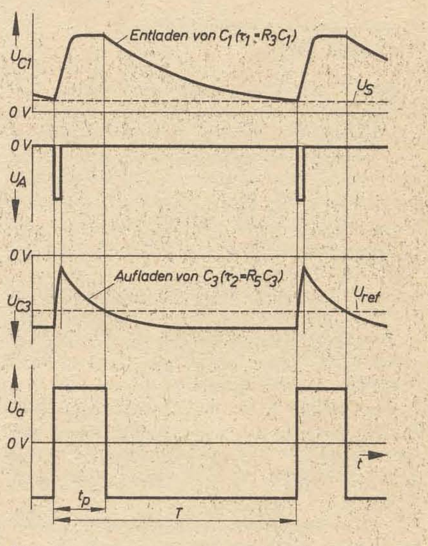
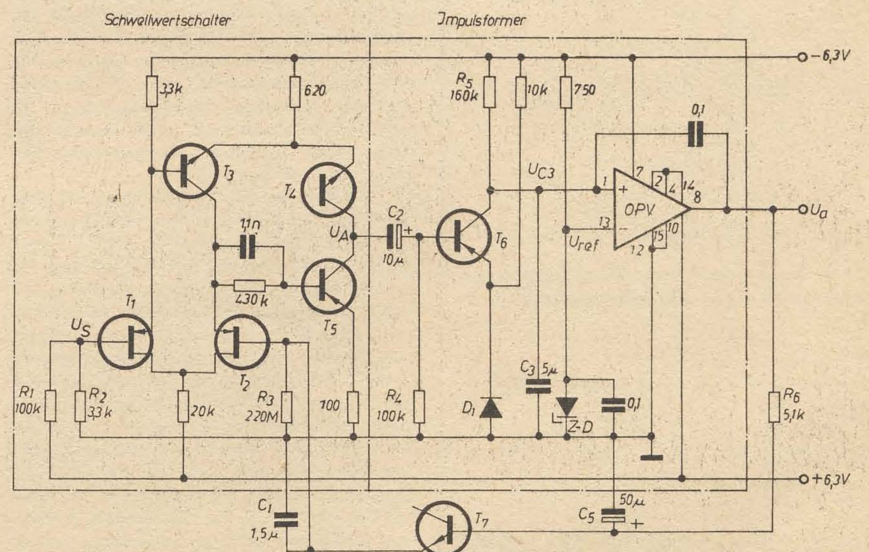


Bild 1: Impulsgenerator mit sehr niedriger Folgefrequenz

Bild 2: Zeitdiagramme zum Impulsgenerator



T_1, T_2 = КП103К, T_3, T_4 = КТ301Ж, T_5 = П416, T_6 = МП16Б, T_7 = КТ316Д, Z-D = КС139А, OPV = К284УД1, D_1 = Si-Diode

nung, dann schaltet der Operationsverstärker wieder in den ursprünglichen Zustand zurück. Der Kondensator C_4 dient dabei zur Flankenformung des Ausgangssignals U_a. Die positive Ausgangsspannung während der Impulsdauer t_p wird über die Rückführung R_6, T_7 zum Aufladen des Kondensators C_1 genutzt. Der Schwellwertschalter nimmt ebenfalls seine ursprüngliche Lage wieder ein. Sofort nach dem Umschalten des Operationsverstärkers setzt die Entladung des Kondensators C_1 ein. Durch den als Diode wirkenden Transistor T_7 wird der Zeitkreis hochohmig vom Ausgang entkoppelt. Die Entladezeit von C_1 ist gleichbedeutend mit der Impulspause $t_i = T - t_p$. Der Tiefpaß R_6,C_5 ist zur Glättung der als Ladespannung dienenden Ausgangsspannung vorgesehen. Außerdem sorgt er dafür, daß wechselnde Verbraucherlasten keine Rückwirkung auf den Aufladevorgang von C_1 haben.

Da die Bauelemente R_3, C_1, R_5, C_3 die Konstanz der Zeitparameter maßgeblich beeinflussen, sind hier vorzugsweise ausgemessene und hochwertige Exemplare einzusetzen. Mit der Dimensionierung im Bild 1 wurden folgende Kennwerte ermittelt:

Impulsdauer t_p	4 s
Impulspause t_i	1 800 s
Temperaturstabilität im Bereich 0...+40 °C	$\leq$ 2,5 %

Eine weitere Verbesserung läßt sich erreichen, wenn die Transistoren КП 103 und МП 16 Б durch die Typen КП 305 Б oder КП 305 Е ersetzt werden.

Spannungskontrollschaltung mit einem OPV

Bekannte Spannungskontrollschaltungen verwenden zur Überwachung von zwei einstellbaren Grenzwerten U_L und U_H einer Spannung zwei getrennte Komparatorschaltungen. Zusätzlich wird noch zur Vereinigung der beiden Ausgangssignale der Komparatoren ein logisches Gatter benötigt. Diese Lösungen sind teuer und erfordern außerdem eine erhöhte Bestückungsfläche auf Leiterplatten.

Aus der Zeitschrift Electronic Engineering 50 (1978) H. 616, S. 17, ist eine verbesserte Kontrollschaltung bekannt, für die nur ein OPV benötigt wird. Bild 1 zeigt den vollständigen Stromlaufplan. Die Schaltung besteht aus zwei Spannungsteilern in Brückenschaltung. Das Brückengleichgewicht wird ständig durch den OPV abgetastet. Bei offenem Eingang ist mit dem Potentiometer P_2 am Ausgang eine Spannung von 0 V einzustellen.

Die zu überwachende Spannung U_e wird über die beiden Halbleiterdioden D_1 und D_2 auf die Potentiometer P_1 und P_3 gegeben. Mit P_1 wird der obere Grenzwert U_H und mit P_3 der untere Grenzwert U_L, bei denen der OPV umschalten soll, eingestellt. Bei offenem Eingang hat die Stellung der Schleifer beider Potentiometer keinen Einfluß auf den Schaltzustand des OPV.

Übersteigt die Eingangsspannung den oberen Grenzwert U_H ($U_e > U_H$), so wird die Diode D_1 in Durchlaßrichtung vorgespannt, und die Spannung am Punkt A steigt an. Da dieser Brückenzweig am nichtinvertierenden Eingang des OPV angeschlossen ist, wird der OPV durch die ansteigende Spannung am Ausgang in Richtung positiver Ausgangsspannung umgeschaltet. In der gleichen Weise schaltet der OPV bei abfallender Eingangsspannung ($U_e < U_L$). Das liegt darin begründet, daß in diesem Fall das Potential am invertierenden Eingang des OPV durch die stromführende Diode D_2 abgesenkt wird. Die dazugehörige Übertragungscharakteristik zeigt Bild 2a. Der kontrollierbare Spannungsbereich reicht von —U...0, 0...+U oder von —U...+U. Die beiden H-Zustände beim Überschreiten der Spannungsgrenzen können durch eine LED, die vom Ausgang gegen die negative Versorgungsspannung geschaltet ist, optisch angezeigt werden. Soll die Ausgangsspannung U_a, die die Spannungsgrenzen signalisiert, im negativen Bereich liegen, so müssen die beiden Eingangsklemmen des OPV vertauscht werden. Bild 2b demonstriert die Schaltfunktion für diesen Fall. Wird eine Versorgungsklemme auf Masse gelegt, so kann die Kontrollschaltung auch unsymmetrisch betrieben werden.

Als OPV kommen bekannte Differenzverstärker und Komparatoren mit zwei Eingängen in Frage. Es können auch die NF-Verstärkerschaltkreise A 211, A 205 und A 210 eingesetzt werden.

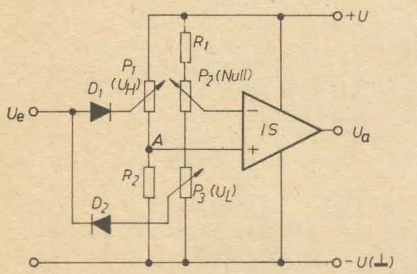


Bild 1: Stromlaufplan der Spannungskontrollschaltung mit einem Operationsverstärker

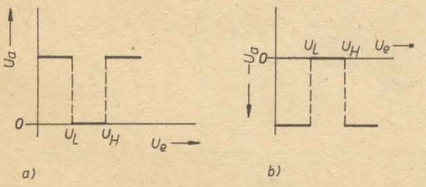


Bild 2: Übertragungsverhalten der Kontrollschaltung

Hybride Verstärkerschaltungen

Günstig ist eine Kombination von Dünnschichttechnik und Modulbauweise im Frequenzbereich oberhalb von 40 MHz (VHF- und UHF-Bereich), wo es zunehmend schwieriger wird, geeignete integrierte Halbleiterschaltungen herzustellen. Bei diesen hybriden Verstärkerschaltungen sind Leiterbahnen und Widerstände dünne Metallfilme auf einem isolierenden Substrat, und die erforderlichen Kondensatoren und Transistoren sind als diskrete Bauelemente auf das Substrat gelötet. Die Vorteile gegenüber herkömmlichen Verstärkern aus Einzelbauelementen sind bessere Reproduzierbarkeit der elektrischen Daten, höhere Produktzuverlässigkeit durch geringere Anzahl von Lötstellen, längere Lebensdauer, leichter durchführbare Miniaturisierung und kostengünstigere Montage. Durch die Anwendung der Modulbauweise ergeben sich einfache Lagerhaltung und geringer Serviceaufwand.

Auf Grundlage dieser Modul-Dünnschichttechnik läßt sich eine komplette Familie zwei- und dreistufiger Breitbandverstärkermoduln realisieren, die in vielen Gebieten der HF-Technik verwendet werden können. Diese Moduln sind besonders für Antennenverstärker geeignet. Mit ihnen kann man sowohl aktive Zimmerantennen und Gemeinschaftsantennenanlagen als auch (in Kombination mit einem weiteren Verstärkermodul (größere Gemeinschaftsantennenanlagen aufbauen.

Als Substrat werden Aluminiumoxidscheiben verwendet. Der Prozeß zur Herstellung der Leiter- und Widerstandsbahnen beginnt mit einer zweifachen Beschichtung der Rohsubstrate. Im Vakuum werden die Substrate mit einer Nikkel-Chromlegierung und anschließend mit Nikkel bedampft. Durch ständige Widerstandsmessung lassen sich Widerstandsbahnen mit sehr kleinen Toleranzen herstellen. Bei Laserabgleich liegt die Widerstandstoleranz bei 0,05 %. Nach der Bedampfung werden Leiter- und Widerstandsbahnen mit einem fotolithografischen Verfahren hergestellt. In einem weiteren Fertigungsschritt werden die diskreten Bauelemente auf dem mit den Leiter- und Widerstandsbahnen versehenen Substrat automatisch positioniert und durch eine sorgfältig dosierte Erwärmung der Schaltungsteile in einem Arbeitsgang aufgelötet. Die fertigen Schaltungen lassen sich durch Tauchlackierung mit einem Kunstharz umhüllen.

Nullspannungsdetektor mit LED-Anzeige

Für ein schnelles Ausmessen bzw. Sortieren von passiven Widerstandsbauelementen reichen oft einfache Meßschaltungen völlig aus. Bei der gezeigten Schaltung aus Electronics 51 (1978) H. 13, S. 150, wird das Brückenprinzip mit einem Differenzverstärker als Nullspannungsdetektor und drei LEDs zur Bereichsanzeige benutzt. Die Schaltung ist platzsparend aufzubauen und ohne weiteres in einem Tastkopf unterzubringen. Die Meßgenauigkeit ist besser als 0,5 %. Im abgeglichenen Zustand der Brücke $R_X = R_{Ref}$ (R_X ist der zu messende Widerstand) stellt sich am Ausgang des Differenzverstärkers die Batterieemitterspannung $U_B/2 = 4{,}5$ V ein. Mit dem Einsteller R_A ist ein Brückenfeinabgleich zum Ausgleich der Schaltkreisparameterstreuungen möglich. An den Differenzeingängen liegen gleiche Potentiale an. Die Mittenspannung reicht aus, um beide Transistoren T_1 und T_2 durchzusteuern. Infolge des Querstromes leuchtet die LED auf. Der Spannungsabfall über LED_1 und den 100-Ω-Widerständen reicht aus, damit die Z-Dioden D_1 und D_2 nicht stromführend werden und LED_2 und LED_3 dunkel bleiben.

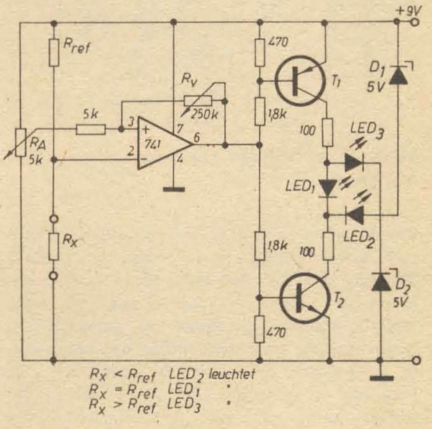


Bild 1

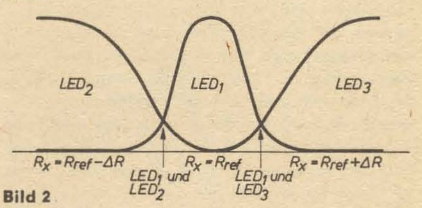


Bild 2

Mit jeder Widerstandsänderung von R_X wird das Brückengleichgewicht gestört und der Differenzverstärker durchgesteuert. Ist $R_X > R_{Ref}$, dann liegt am invertierenden Eingang des Differenzverstärkers ein höheres Potential als am nichtinvertierenden, und der Ausgang geht auf ein niedrigeres Potential als die Mittenspannung 4,5 V. Das führt zu einer Veränderung in der Ansteuerung der Transistoren T_1 und T_2. Während T_1 weiterhin gut mit Basisstrom versorgt wird, geht der Basisstrom von T_2 in gleicher Weise zurück. Während LED_1 allmählich dunkel wird, leuchtet LED_3 zunehmend heller. Bei $R_X < R_{Ref}$ kehren sich die Ansteuerbedingungen für die Transistoren um. Jetzt leuchtet LED_2 auf. Wie das Übergangsdiagramm zeigt, gibt es zwei Bereiche, in denen zwei LEDs mit verringerter Helligkeit gleichzeitig aufleuchten. Das ist dadurch begründet, daß der Differenzverstärker nicht als Schaltbaustufe eingesetzt ist. Diese Bereiche sind aber unbedeutend, da sie in der Meßgenauigkeit von 0,5 % liegen. Mit dem Einsteller R_V kann die Verstärkung des Differenzverstärkers verändert werden.

Die hohe Meßgenauigkeit erlaubt den Einsatz der Schaltung sowohl beim Amateur als auch in der Serienfertigung von Widerständen.

Patente

Logische integrierte Injektionsschaltung

DD-WP 134 414
Int. Cl.²: H 01 L 27/06
Erfinderkollektiv aus der UdSSR

Der Gegenstand des DDR-Wirtschaftspatentes ist eine integrierte Injektionsschaltung (IIL) mit verbesserten elektrischen Eigenschaften. Die Schaltung besteht in bekannter Weise aus einem IIL-Gatter (Strominjektortransistor und Schalttransistor), bei dem dem Schalttransistor ein Feldeffekttransistor (n-Kanal oder p-Kanal) parallelgeschaltet ist.

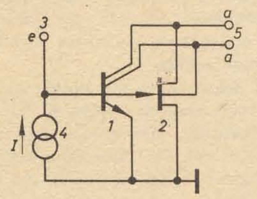


Bild 1

Bild 1 zeigt als Beispiel einen IIL-Inverter mit zwei unabhängigen Ausgängen. Der npn-Transistor 1 und der n-Kanal-FET 2 bilden zusammen die beanspruchte Schaltstufe. Der symbolisch gezeichnete Stromgenerator 4 ist der laterale Strominjektortransistor. Die Eingangselektrode 3 ist mit der Basis von 1 und dem Gate des FET 2 verbunden. Weiterhin sind die Kollektoren von 1 mit den Drainelektroden von 2 und der Emitter von 1 mit der Sourceelektrode von 2 verbunden.

Bei der Zuführung eines L-Signals an den Eingang e sind der Schalttransistor 1 und der FET 2 gesperrt, da die Schichten der Volumenladung der pn-Übergänge in den Gatekanälen den Querschnitt seiner Kanäle überdecken. An den Ausgängen 5 liegt bei angeschlossenen IIL-Verbraucherschaltkreisen ein hohes Potential von ≈ 0,7 V. Bei der Einspeisung eines H-Signals am Eingang e fließt der Injektorstrom der Stromquelle 4 in die Basis von Transistor 1 und in das Gate des FET 2, wodurch deren pn-Übergänge Basis-Emitter und Gate-Source in Durchlaßrichtung vorgespannt werden. Hierbei entspricht das Gatepotential dem H-Pegel von ≈ 0,7 V. In diesem Fall sind die Schichten der Volumenladung der pn-Übergänge in den Gatekanälen eingeschnürt; sie überdecken die Kanalquerschnitte nicht. Transistor 1 und FET 2 sind gleichzeitig stromführend. An den Ausgängen 5 tritt bei angeschlossenen IIL-Verbrauchergattern ein sehr niedriges Potential von ≈ 0,2 V auf.

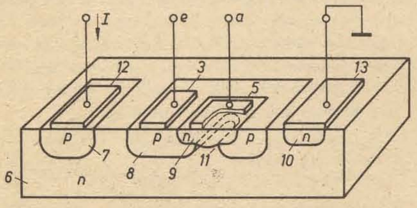


Bild 2

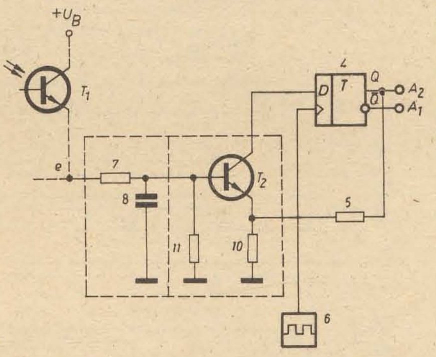
Bild 2 zeigt die Halbleiterstruktur eines Inverters mit einem Ausgang. Die Funktionen des Emitter-, Basis- und Kollektorgebietes des pnp-Planartransistors (Strominjektor) werden durch die Halbleitergebiete 7, 6 und 8 übernommen. Der n-leitende Kanal 11 stellt einen Kanal des FET mit einem Gate in Form eines pn-Überganges zwischen dem Gebiet 8 und dem Kanal 11 dar. Die Funktionen des Source- und Draingebietes des FET werden durch das Substrat 6 bzw. das Gebiet 9 übernommen. Die Funktionen des npn-Schalttransistors werden vom Substrat 6 bzw. den Gebieten 8 und 9 erfüllt.

In dieser Zusammenschaltung eines npn-Schalttransistors mit einem n-Kanal-FET werden folgende Vorteile erreicht. Der Abfall der Stromverstärkung von bipolaren Transistoren bei sehr kleinen Strömen wird durch den FET ausgeglichen. Dadurch kann der Stromverbrauch bzw. die Verlustleistung eines Gatters ohne Verringerung der Ausgangsauffächerung wesentlich gesenkt werden. Bei einer Belastbarkeit mit drei Verbrauchern werden 3...1 μW Verlustleistung je Gatter angegeben. Andere Vorteile sind die geringen Schaltzeiten von 6...25 ns und der niedrige Wert des Produktes aus Verzögerungszeit und Verlustleistung von 0,02 pJ. Weitere Vorteile sind der hohe Integrationsgrad, die Einfachheit des Aufbaus und der Herstellungstechnologie der Halbleiterstruktur. Weitere Ausgestaltungen der verbesserten IIL-Struktur, so z. B. die Ausbildung des Injektortransistors als Strahlungsempfänger (Licht-, radioaktive Strahlung) sind der Originalschrift zu entnehmen.

Fotoempfängerschaltung mit Störsignalunterdrückung

DD-WP 135 144
Int. Cl.²: H 03 K 5/153
Erfinder: Karl-Heinz Nauschütz

Die vorgeschlagene Schaltung ist als Bindeglied zwischen einem Fototransistor zur Informationseingabe und den digitalen Baugruppen zur Informationsverarbeitung, bei gleichzeitiger Störsignalunterdrückung, vorgesehen. Dazu sind im Signalweg nach dem Fototransistor ein Tiefpaß und ein flankengetriggertes D-Flip-Flop in Reihe geschaltet. Die Steuerung des mitgekoppelten D-Flip-Flops erfolgt über den separaten Taktgenerator 6. Da der Tiefpaß den digitalen informationsverarbeitenden Baugruppen zugeordnet ist, ist es gleichgültig, ob die Störsignale schon in der optischen Signalfolge enthalten waren oder auf der Übertragungsleitung der elektrischen Signalfolge überlagert wurden.



Die am Eingang e liegende Impulsfolge wird integriert. Die Zeitkonstante ist so bemessen, daß etwa nach einer Taktperiode die Schwellwertspannung des D-Flip-Flops überschritten wird. Damit wird das D-Flip-Flop entriegelt, und die nächste L-H-Flanke des Taktes kann das D-Flip-Flop umsteuern. Die dadurch verursachte Verzögerung des Ausgangssignals kann maximal eine Impulsperiode sein. Durch die Integration der Eingangsimpulsfolge wird mit Sicherheit jedes Signal mit einer Impulsbreite gleich oder kleiner einer Taktperiode ausgeblendet. Das D-Flip-Flop erreicht durch seine Verzögerung mit gewisser Wahrscheinlichkeit, daß auch Störimpulse mit größerer Impulsbreite bis zu zwei Taktperioden als Störung erkannt werden. Störimpulse mit größerer Amplitude überschreiten die Ansprechschwelle des D-Flip-Flops nur, wenn ihre Spannungs-Zeitfläche größer ist als die des breitesten Störimpulses mit einer Amplitude in der Größenordnung des Nutzsignals. Auf diese Weise können mit sehr hoher Wahrscheinlichkeit kurze Störimpulse auch mit sehr großer Amplitude ausgeblendet werden. Kritisch ist der Fall, daß kurze Störimpulse zufällig mit der L-H-Flanke des Taktes zeitlich zusammenfallen. Damit die Ausgangsimpulsfolge an den Ausgängen A_1 und A_2 nur Nutzsignale enthält, muß gefordert werden, daß alle Nutzsignale eine größere Impulsdauer aufweisen als die doppelte Periodendauer der Taktimpulsfolge.

Der Widerstand 5 sorgt für die erforderliche Schalthysterese des D-Flip-Flops und für die gewünschte Flankensteilheit der Ausgangssignale.

Sicherung der virtuellen Erde einer Operationsverstärkerschaltung

DD-WP 134 902
Int. Cl.²: H 03F 3/04
Erfinder: Dr.-Ing. M. Roth und O. Hofacker

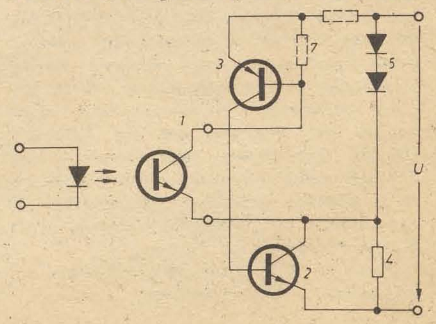
Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Sicherung des Nullpotentials der virtuellen Erde des Summierpunktes einer Operationsverstärkerschaltung, insbesondere zur Langzeitintegration bei analogen elektronischen Reglern mit Integrationszeiten über 1 000 s.

Die virtuelle Erde der Operationsverstärkerschaltung soll mit geringem schaltungstechnischem Aufwand und großer Sicherheit unter Beachtung der Betriebszustände „Integration", „Speichern" und „Rückstellen" auf Nullpotential gehalten werden, indem die zum An- und Abschalten der Summierpunktbauelemente verwendeten Feldeffekttransistoren mit allen Anschlüssen im Sperrzustand auf Nullpotential liegen, um damit ein Durchgreifen von Signal- oder Driftspannungen zur virtuellen Erde zu verhindern. Zugleich wird damit ermöglicht, einen geschlossenen, leitenden Einbettungs-Isolationsring auf der Leiterplatte der aufgebauten Schaltung um die virtuelle Erde herum zu bilden, der selbst auf Nullpotential gelegt werden kann.

Elektronischer Schalter mit Fototransistor oder -diode

DD-WP 135 146
Int. Cl.²: H 03 K 17/18
Erfinder: Michael Dobrowolny und Siegfried Fahrmeyer

Die Merkmale des erfindungsgemäßen elektronischen Schalters ermöglichen es, mit herkömmlichen Optokopplern Spannungen und Ströme zu schalten, die die im Datenblatt des Optokopplers ausgewiesenen Sperrspannungen und Kollektorströme weit übersteigen können. Die Schaltungslösung sieht dafür zwischen Fototransistor und der zu schaltenden Spannung U eine hochsperrende Transistorstufe mit komplementären Transistoren vor. Parallel zu der zu schaltenden Spannung liegt die Reihenschaltung eines Widerstandes 4 und einer oder mehrerer in Flußrichtung gepolter Halbleiterdioden 5. Parallel zum Widerstand 4 ist ein den Nutzstrom schaltender hochsperrender Transistor 2 angeordnet, dessen Kollektor über den Fototransistor einen zweiten hochsperrenden Transistor 3 so steuert, daß dieser im eingeschalteten Zustand den für die Einschaltung des Transistors 2 notwendigen Steuerstrom liefert. Die gestrichelt gezeichneten Widerstände dienen zur Strombegrenzung bzw. zur Verbesserung der Schaltcharakteristik. Ist der Fototransistor nicht angesteuert, so sind die beiden Transistoren gesperrt. Es fließt nur ein geringer Strom über die Dioden 5 und den Widerstand 4. Über dem Fototransistor 1 liegt die Summe der Diodenflußspannungen. Wird der Fototransistor angesteuert, dann fließt ein klei-

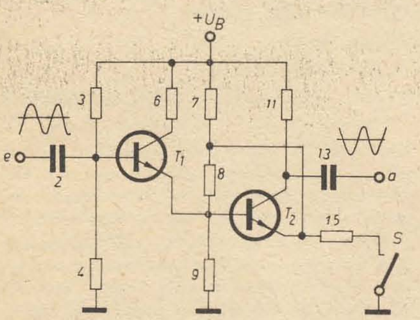


ner Startstrom über die Basis-Emitterdiode des Transistors 3, den Fototransistor und den Widerstand 4. Der Transistor 3 verstärkt den Startstrom und liefert den für Transistor 2 erforderlichen Basisstrom. Dieser Transistor wird stromführend und unterstützt den eingeleiteten Kippvorgang. Im stromführenden Zustand der Schaltung sind die Transistoren gesättigt, und der Nutzstrom fließt jetzt über die Dioden 5 und Transistor 2. Die zu schaltende Spannung U bricht auf die Summe aus Diodenflußspannung und Kollektor-Emittersättigungsspannung von Transistor 2 zusammen. Diese verbleibende Spannung im Lastkreis muß bei dessen Dimensionierung beachtet werden.
Durch den Einsatz eines Optokopplers ergeben sich die bekannten Einsatzgebiete mit den Vorteilen der galvanischen Trennung von Ansteuer- und Laststromkreis.

Elektronischer Schalter für ein Wechselspannungssignal

DE-AS 2 547 804
Int. Cl.^{2}: H 03 K 17/68
Anmelder: Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH, Frankfurt (Main)

Die Erfindung bezieht sich auf einen elektronischen Schalter zum Schalten von Wechselspannungen, wie sie beispielsweise in einem Rundfunksteuergerät durch verschiedene NF-Quellen (Tuner, Tonbandgerät, Plattenspieler) vorkommen. Durch die Merkmale des Schalters ist es möglich, die genannten NF-Wechselspannungen hochohmig entkoppelt, wahlweise mit elektronischen Mitteln an einen gemeinsamen Endverstärker anzuschalten. Die Ein- und Auskopplung der Wechselspannung am elektronischen Schalter erfolgt über Koppelkondensatoren. Zur



Erzeugung einer festen Basisvorspannung für den ersten Transistor ist der Spannungsteiler aus den Widerständen 3, 4 vorgesehen. Die zwischen den Widerständen 8, 9 abgegriffene Emittervorspannung von T_1 ist so gewählt, daß im gesperrten Zustand von T_2 und damit auch von T_1 die maximal zulässige Sperrspannung von 5,0 V nicht überschritten wird. Der Transistor T_2 ist gesperrt, da sein Emitter bei geöffnetem Schalter S an einem höheren Potential liegt als seine Basis. In diesem Schaltzustand ist der elektronische Schalter für die am Eingang e anliegende Wechselspannung hochohmig. Am Ausgang tritt ein Wechselspannungsanteil nur dann auf, wenn die Wechselspannungsamplitude einen größeren Wert erreicht als die beiden Basis-Emittersperrspannungen von T_1 und T_2.
Um den elektronischen Schalter für Wechselspannungen durchlässig zu steuern, muß der Schalter S geschlossen werden. Bei geschlossenem Schalter liegt der Emitter von T_2 über den Widerstand 15 an Bezugspotential, wodurch beide Transistoren in den leitenden Zustand umgesteuert werden. Jetzt gelangt die am Eingang anliegende Wechselspannung ungedämpft und unverzerrt auf die Ausgangsklemme. Der Vorzug dieses elektronischen Schalters besteht darin, daß die Amplitude der zu schaltenden Wechselspannung größer sein kann als die Basis-Emittersperrspannung eines Einzeltransistors.
In einem fertigen Gerät wird je NF-Signal ein elektronischer Schalter benötigt.

Bild 1 ▶

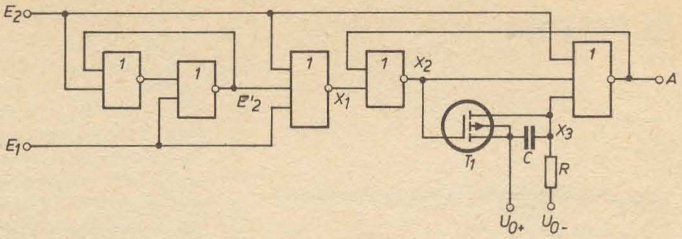
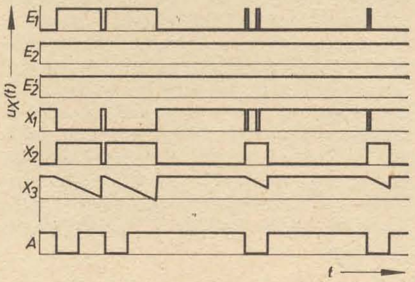


Bild 2



Steuerbarer Impulsgeber

DD-WP 128 432
Int. Cl.^{2}: H 03 K 00
Inhaber: M. Kronberg, G. Graichen, G. Wigand

In den verschiedensten industriellen Steuerungen sind immer wieder Impulsgeber nötig, die sich neben hoher Störsicherheit durch kurze Erholzeiten sowie digitale Steuerbarkeit auszeichnen. In der Patentschrift sind integrationsfreundliche Schaltungsvorschläge zur Lösung dieser Aufgabe angegeben; sie sollen nachfolgend kurz erläutert werden.
Bild 1 zeigt die Schaltung eines monostabilen Impulsformers. Im Ruhezustand seien E_1 auf L- und E_2 auf H-Potential. Der zeitbestimmende Kondensator C ist entladen. Der quasistabile Zustand kann durch Umschalten von E_1 auf H-Potential ausgelöst werden. Es wird beendet, wenn die Spannung am Punkt X_3 die Schwellspannung des nachgeschalteten NOR-Gliedes erreicht hat. Die Erholphase beginnt mit dem Rückschalten von E_1; sie dauert nur kurze Zeit, da der Kondensator durch T_1 sehr rasch entladen wird. Das gesamte Impulsverhalten ist im

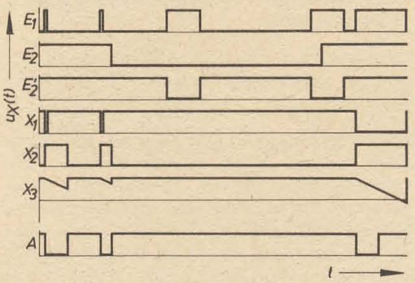


Bild 3

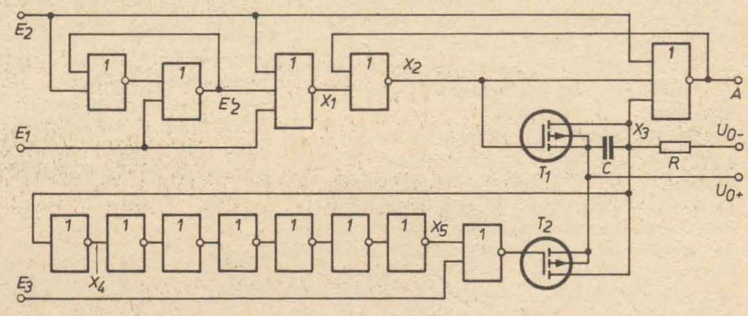


Bild 4 ▶

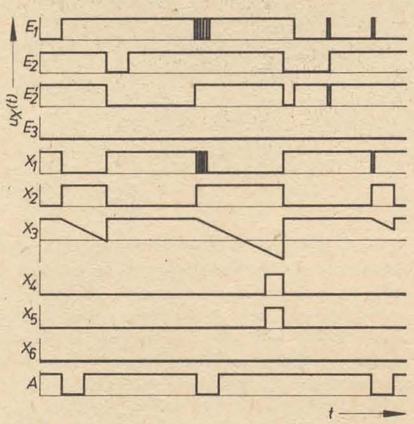


Bild 5

Bild 2 dargestellt. Die zusätzliche Steuermöglichkeit mit Hilfe von E_2 zeigt Bild 3. Weitere Erläuterungen können auf Grund der Aussagefähigkeit der Impulsverläufe entfallen.
Wie die vorgestellte Anordnung zu einem wahlweise astabilen oder monostabilen Betrieb erweitert werden kann, zeigt Bild 4. Grundgedanke ist, daß der Kondensator nach Ablauf der Impulszeit um eine Pausenzeit verzögert wieder entladen wird und ein weiterer Impuls entsteht, sofern die Auslösebedingung noch gegeben ist. Es sei darauf hingewiesen, daß es für die Realisierung dieser zweiten Verzögerungszeit vielfältige Lösungsmöglichkeiten gibt; die Inverterkette dürfte nur für den Fall der Integration günstig sein. Da die Bilder 5, 6 und 7 das Impulsverhalten unter verschiedenen Gesichtspunkten deutlich darstellen, sollen auch hier weitere Ausführungen entfallen.

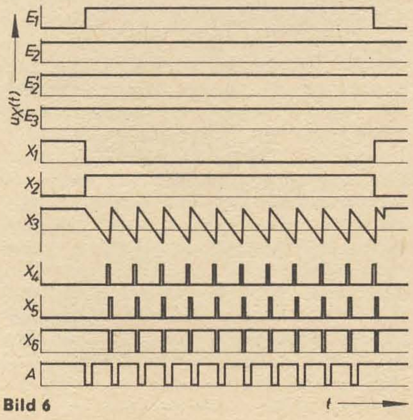


Bild 6

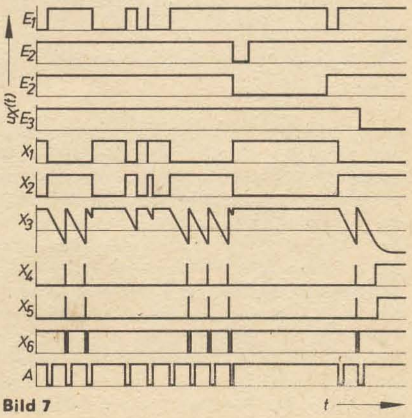


Bild 7

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 10. bis 15. 11. 1979

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenzen gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | ≦ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005...+0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders DIZ 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen DIZ | ≦ 0,0001 s.

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
11. 10.–15. 10.	−0,2 s	+0,06 s
16. 10.–22. 10.	−0,2 s	+0,04 s
23. 10.–28. 10.	−0,2 s	+0,02 s
29. 10.– 4. 11.	−0,2 s	0,00 s
5. 11.– 9. 11.	−0,2 s	−0,02 s
10. 11.–14. 11.	−0,2 s	−0,04 s
ab 15. 11.	−0,3 s	+0,06 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach 14h 15min 00s MEZ vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) 14h 15min 00s	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen 14h 05min und 14h 15min f,f in 10⁻¹⁰
16. 10.	+0,008 911 1 s	0
17. 10.	+0,008 911 4 s	0
18. 10.	+0,008 907 9 s	0¹)
19. 10.	+0,008 908 2 s	0
20. 10.	+0,008 911 8 s	0¹)
21. 10.	+0,012 879 8 s	0
22. 10.	+0,008 908 4 s	0¹)
23. 10.	+0,008 908 3 s	0
24. 10.	+0,008 908 5 s	0
25. 10.	+0,008 908 8 s	0
26. 10.	+0,008 908 8 s	0
27. 10.	+0,008 912 2 s	0
28. 10.	+0,008 954 8 s	nicht stabilisiert
29. 10.	+0,008 893 2 s	0
30. 10.	+0,008 799 5 s	0
31. 10.	+0,008 376 2 s	0
1. 11.	+0,008 376 0 s	0
2. 11.	+0,008 376 3 s	0
3. 11.	+0,008 380 0 s	0
4. 11.	+0,000 347 9 s	0
5. 11.	+0,008 376 6 s	0
6. 11.	+0,008 373 7 s	0
7. 11.	+0,008 373 1 s	0
8. 11.	+0,008 373 3 s	0
9. 11.	+0,008 373 5 s	0
10. 11.	+0,008 377 1 s	0
11. 11.	+0,008 345 4 s	0
12. 11.	+0,008 373 8 s	0
13. 11.	+0,008 373 7 s	0
14. 11.	+0,008 374 2 s	0
15. 11.	+0,008 476 7 s	0

¹) Phasensprünge durch Programmumschaltungen

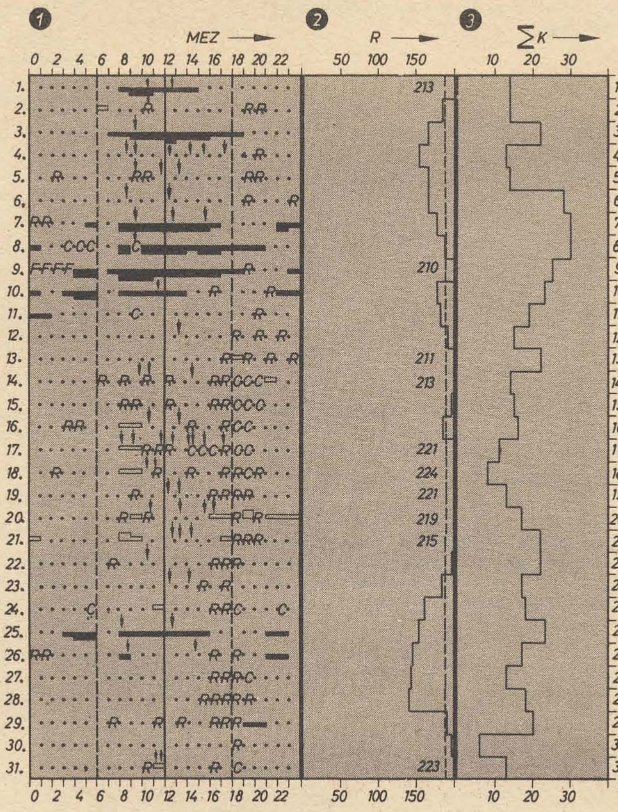
Hinweis:

Entsprechend einer Vereinbarung der DDR mit dem Internationalen Fernmeldeverein wird dem Sender DIZ ab 1. 1. 1980 das neue Rufzeichen Y 3 S zugeteilt.

KW-AUSBREITUNG

im Oktober 1979 und Vorschau für Januar 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solarterrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Oktober 1979

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

Δf/f
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· −20%
- −21 ··· −30%
- −31 ··· −40%
- −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

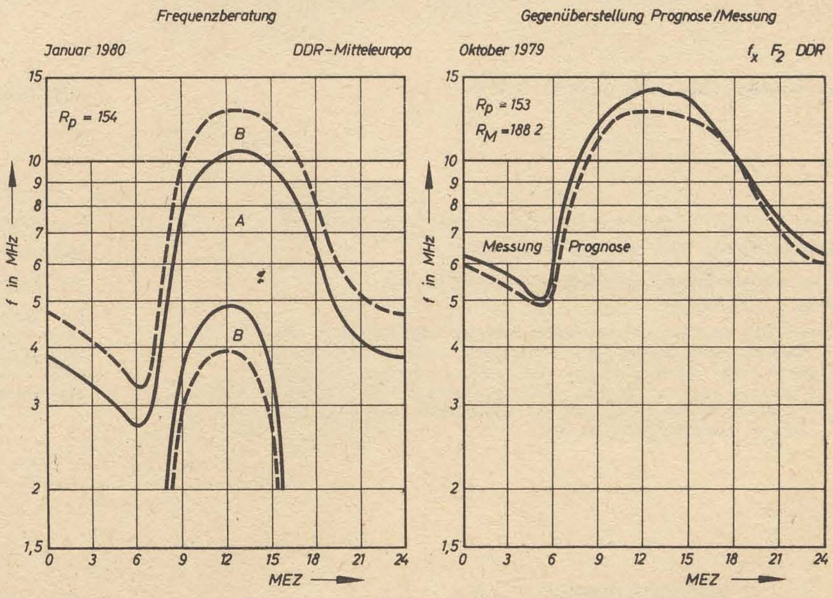
Keine Messung wegen:

A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet



Vorschau für Januar 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 μV/m Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Leitartikel

Die goldenen Achtziger?

Wir setzen uns kritisch mit den zu erwartenden technischen Entwicklungen der achtziger Jahre auseinander.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 7

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Transistorisierter Ultraschallsender für die Hydroortung

Dr.-Ing. Gert Wendt und Dr.-Ing. Ernst Loose

In diesem Beitrag wird ein transistorisierter Sendeverstärker für einen 0,8-kW-Impulssender beschrieben. Er ist für den Einsatz in der Unterwasserortung zur Erregung von piezomagnetischen und piezoelektrischen Ultraschallschwingern bei Sendefrequenzen von 20...30 kHz vorgesehen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 19

Elektroakustik — Rundfunktechnik

Zur Entwicklung elektronischer Konsumgüter

Dr. Hans-Jörg Werrmann

Ausgehend von dem wachsenden Bedarf an modernen elektronischen Konsumgütern und einem Weltstandsvergleich werden die Wege aufgezeigt, die der VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen bei der Konzeption in den verschiedenen Erzeugnisgruppen während der nächsten Jahre gehen muß.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 8

Speichertechnik
Halbleiterspeicher

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
digital

Statischer 1024-Bit-Speicher U 202 D

Dr. sc. techn. Dieter Landgraf-Dietz

In diesem Beitrag wird der monolithische 1-K-Bit-Lese-Schreib-Speicher U 202 D vorgestellt. Er wird mit Hilfe der n-MOS-Si-Gate-Technologie realisiert und hat günstige Zugriffszeiten bei geringer Leistungsaufnahme.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 21

Speichertechnik
magnetische Verfahren

Abriebeigenschaften und Lebensdauer von Kassetten-Magnetköpfen

Dr. Christian Scholz

Der Kassetten-Magnetkopf ist als Präzisionsbauelement eines der wichtigen Bauteile jedes Kassettenrecorders. Von seiner gleichbleibenden Qualität hängen wesentlich die Übertragungseigenschaften der Geräte ab. Doch während ihres Einsatzes unterliegen die Magnetköpfe einem relativ rauhen Betrieb. Welche Faktoren die Lebensdauer der Kassettenköpfe beeinflussen, davon wird im Beitrag berichtet. Darüber hinaus werden dem Benutzer von Kassettengeräten Ratschläge zur zweckmäßigen Reinigung und damit Lebensdauerverlängerung gegeben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 10

Mikrorechentechnik
Anwendungen

Informationstechnik
Informationsübertragung

Mikrorechner in der Vermittlungstechnik

Dipl.-Ing. Wolfgang Winter

Mit Hilfe der Mikrorechentechnik lassen sich neue, billigere Lösungen für Probleme der Vermittlungstechnik finden. In diesem Beitrag wird anhand von Beispielen gezeigt, wie klassische Hardware-Strukturen durch neue programmtechnische Lösungen verdrängt werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 23

Technologie
Prüftechnologie

Lochbandgesteuerter Verdrahtungsprüfautomat

Dipl-Ing. Volkmar Fabian, Dipl.-Ing. Günter Hafrang und Dipl.-Ing. Jochen Heinke

In diesem Beitrag wird ein vom VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden entwickelter Verdrahtungsprüfautomat hinsichtlich seiner Eigenschaften, seines Aufbaus und seiner Parameter vorgestellt. Die Erfahrungen mit ihm zeigten, daß er wesentlich dazu beiträgt, Prüfungen an komplexen Einheiten zu vereinfachen und hinsichtlich ihrer Aussagen zuverlässiger zu machen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 16

Elektronische Meßtechnik
analog

Meßschaltung zur Ermittlung des echten Effektivwertes

Ing. Harro Kühne

Zur Verbesserung der Meßgenauigkeit bei Messungen von Wechselspannungen mit beliebiger Kurvenform können sogenannte echte Effektivwertmeßgeräte verwendet werden. In diesem Beitrag werden eine Meßschaltung für diese Aufgabe und praktische Erprobungsergebnisse beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 39

Elektronische Geräte
digital

Impulszähler für zwei Quellen

Ing. Wolfgang Watzinger

Es wird ein Gerät vorgestellt, das Impulse zweier beliebiger Quellen mit MOS-Pegel zählt und diese Zahlen im Sekundenrhythmus mit Quarzgenauigkeit zweistellig zur Anzeige bringt. Ein Verfahren zur Herunterteilung einer beliebigen Frequenz auf 1 Hz wird beschrieben. Das Gerät arbeitet speziell als Drehzahl-Kontrollgerät und ist mit den Binärzählern U 121 D und Digitrons ИВ-6 ausgestattet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 42

Bauanleitungen — Kraftfahrzeugelektronik

Elektronischer Regler mit A 301 D

Dipl.-Ing. K.-H. Gesellensetter

Es wird ein elektronischer Regler für 12-V-Drehstromlichtmaschinen beschrieben, der sich durch den Einsatz des A 301 D im Aufbau vereinfacht und der in den elektrischen Eigenschaften (Hysterese) bessere Daten aufweist als herkömmliche Transistorregler.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 50

Elektronische Meßtechnik
digital

Zwischenspeicher für mehrstellige Ziffernanzeigen

HS-Ing. Jürgen Jüchter

Zur Gewährleistung einer kontinuierlichen Anzeige des Meßwertes werden in digitalen Meßgeräten Zwischenspeicher eingesetzt. Die in diesem Beitrag beschriebene Schaltung realisiert mit geringem schaltungstechnischem Aufwand die Zwischenspeicherung einer maximal achtstelligen Dezimalzahl im BCD-Kode und arbeitet im Zeitmultiplexbetrieb.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 44

Bauelemente und -gruppen
Optoelektronische Bauelemente

Fotodiodeneffekt bei LED-Bauelementen

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

In diesem Beitrag werden zwei Anwendungsmöglichkeiten der LED-Bauelemente als Fotodioden und die Ergebnisse der vorausgegangenen Untersuchungen an LED-Bauelementen vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 52

Bauanleitungen — Elektronische Geräte
analog

Netzunabhängiger Sinusgenerator für 10 Hz...1 MHz

Gerhard Domres

Der beschriebene Sinusgenerator umfaßt einen Frequenzbereich von 9 Hz...1,1 MHz, wobei sich der Wert der Ausgangsspannung von U_{eff} = 10 μV...1,1 V verändern läßt. Durch den Batteriebetrieb werden Brummspannungen weitestgehend vermieden. Der Generator kann für Arbeiten im NF-Bereich verwendet werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 46

Auslandstechnik — Grundlagen und prinzipielle Verfahren
Signale und Systeme

Wärmestrahlung sichtbar gemacht

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Ausgehend von den physikalischen Grundlagen der Wärmestrahlung werden Wärmestrahlungsdetektoren (thermische und Quantendetektoren) vorgestellt. Zur bildhaften Darstellung sind Abtasteinrichtungen (optomechanische und elektronische) notwendig. Die Anforderungen der Wärmebilddarstellung lassen sich mit Festkörpereinzeldetektoren realisieren, wobei der Trend zu Reihenanordnungen bzw. Detektormosaiks geht.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 53

Verstärkertechnik — Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen

Leistungsendstufen mit Operationsverstärkern

Eberhard Gerlach

Ausgehend von einer Betrachtung diskret aufgebauter Endstufen und der Konzeption integrierter NF-Endstufenschaltkreise wurden Schaltungsvarianten mit Operationsverstärken untersucht, um die Vorteile dieser Universalschaltkreise in Leistungsstufen konsequent nutzen zu können.
Es wird eine Schaltungslösung für die Anwendung des Operationsverstärkers vorgestellt, die die Parameter von Leistungsverstärkern erheblich verbessern hilft.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 49

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

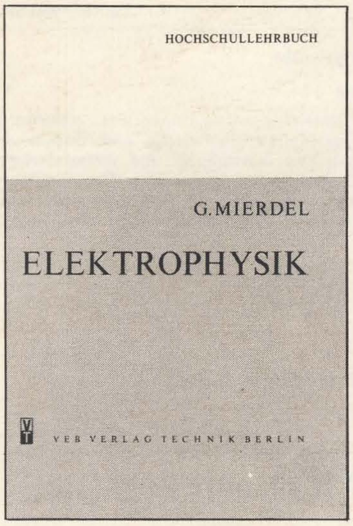
DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

ELEKTROPHYSIK

Von
Prof. (em.) Dr. phil. habil.
Georg Mierdel

2., durchgesehene Auflage
noch lieferbar.
536 Seiten, 218 Bilder,
32 Tafeln, Kunstleder,
35,– M.
Bestell-Nr. 551 564 9

Anerkanntes Hochschullehrbuch. Vertriebsrechte für BRD und Berlin (West) vergeben.



Immer mehr gewinnen physikalische Probleme in der Elektrotechnik an Bedeutung. Die Optimierung von Bauelementen oder mikroelektronischen Schaltungen ist eng mit physikalischen Fragen verknüpft. Ein so wichtiges Problem wie der richtige Werkstoffeinsatz und insbesondere die Entwicklung neuer Werkstoffe erfordert schon beachtliche Kenntnisse der modernen Elektrophysik.
Das Buch vermittelt dem Elektrotechniker die erforderlichen physikalischen Kenntnisse in knapper Form und auf eine ihn ansprechende Art. Die neue Auflage berücksichtigt durch die fortgeschrittene Experimentiertechnik gewonnene quantitative Daten sowie gewisse Verlagerungen der Schwerpunkte in den Teilgebieten, die, wie z. B. die Halbleitertechnik, in letzter Zeit besonders stürmische Entwicklungen erlebt haben.

AUS DEM INHALT:

Einleitung: Besonderheiten im atomaren Bereich
Welle-Korpuskel-Dualismus. Grundlagen der Statistik. Schwankungserscheinungen und Rauschen

Grundlagen der Atomtheorie
Elementarteilchen. Bau der Atome. Abriß der Kernphysik. Elektronenhülle

Struktur der Stoffe
Das Gas. Das Plasma. Der feste Körper. Flüssigkeiten

Mechanismus der Stromleitung
Stromleitung im Vakuum. Stromleitung in Gasen (Gaselektronik). Stromleitung in Flüssigkeiten. Stromleitung in festen Körpern

Stoffe im Magnetfeld
Die magnetischen Feldgrößen. Einteilung der Stoffe nach ihrem magnetischen Verhalten. Reaktion der Atome auf Magnetfelder. Ferromagnetismus. Magnetische Resonanzeffekte in Stoffen. Spezielle technische Problemstellungen

Stoffe im elektrischen Feld: Physik der Isolierstoffe
Dielektrische Wirkungen im zeitkonstanten Feld. Dielektrische Wirkungen in zeitvariablen Feldern. Elektrete. Ferroelektrika. Piezoelektrika. Der elektrische Durchschlag. Technische Anwendungen der Dielektrika

Auslieferung durch den Buchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN